TV

# l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

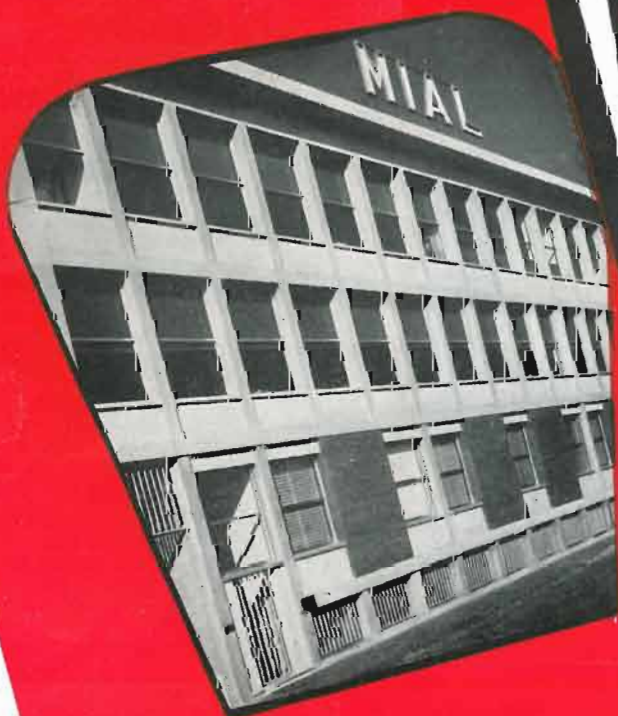
Anno XXVII - Dicembre 1955

NUMERO 12

LIRE 250



SP

MIAL
Per una più alta
specializzazione
nuovi
moderni
impianti
MIAL
Ray 55
MIAL S.p.A.
CONDENSATORI
MILANO - VIA FORTEZZA, 11
Tel. 243.941/2 - 240.534 - 286.968
POTENZIOMETRI

BLAUPUNKT
FERNSEHER
Blaupunkt
Harmonie in
Schönheit und Eleganz

*Cercansi agenti qualificati e bene introdotti per le zone ancora libere*

# *i nuovi radioricevitori*

# PHILIPS

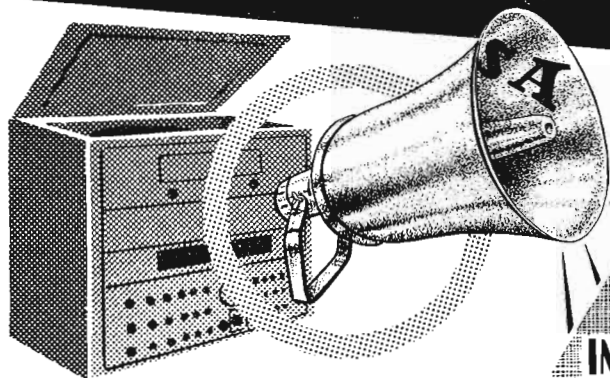
**• assenza di distorsione • linearità di riproduzione • fedeltà assoluta anche a pieno volume • distribuzione regolare della musica nell'ambiente • possibilità di adattare la riproduzione al gusto personale, mediante due regolatori di tono separati e continui.**

*2 canali separati.*

*2 amplificatori separati, uno per le note alte e l'altro per le note basse.*

*2 altoparlanti separati, adatti ognuno alla propria gamma di suoni.*

# LESA

## AMPLIFICAZIONE

PREAMPLIFICATORI
AMPLIFICATORI
CENTRALINI
APPARATI SPECIALI
IMPIANTI FISSI, MOBILI E CINEMATOGRAFICI

**LESA** • MILANO *Sede Via Bergamo, 21*
ROMA *Ufficio Via Montepertica, 47*

**Con materiale KODAK lavorerete tranquilli**

**Kodak** S. p. A.
Milano, via Vittor Pisani 16
Roma, via Nazionale 26

**NAPOLI** - CORSO UMBERTO I, 132 - TEL. 22.705 - 78.670 • **MILANO** - VIA STOPPANI, 6 - TEL. 220.401

# COMUNICATO

**RADIO E FILM** MILANO - Via S. Martino 7 tel. 33788
TORINO - Via A. Provana 7 tel. 82366

comunica alla affezionata clientela che ha assunto l'esclusività per l'Italia per la vendita delle valvole radio e tubi per televisione per conto della **C. I. F. T. E.** (COMPAGNIE INDUSTRIELLE FRANÇAISE DES TUBES ELÊCTRONIQUES) gruppo commerciale costituito espressamente per la vendita all'estero dei prodotti della COMPAGNIE DES LAMPES - **MAZDA** in collaborazione con le altre industrie francesi produttrici di valvole.

# Le POLVERI FERRO CARBONILE RIDUCONO le PERDITE

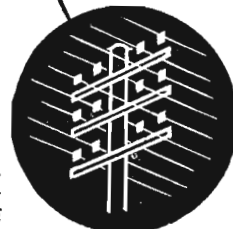
Le polveri di Ferro Carbonile sono molto indicate per la produzione di nuclei magnetici impiegati nell'industria delle comunicazioni ed elettronica, a causa delle loro basse perdite per correnti parassite e per isteresi specialmente quando elevati valori del fattore di merito Q e l'assenza di distorsioni non lineari rivestono notevole importanza. Con una scelta appropriata tra i vari tipi disponibili si possono ottenere ottimi risultati in campi di frequenze varianti da 500 c/s a 50 mc/s.

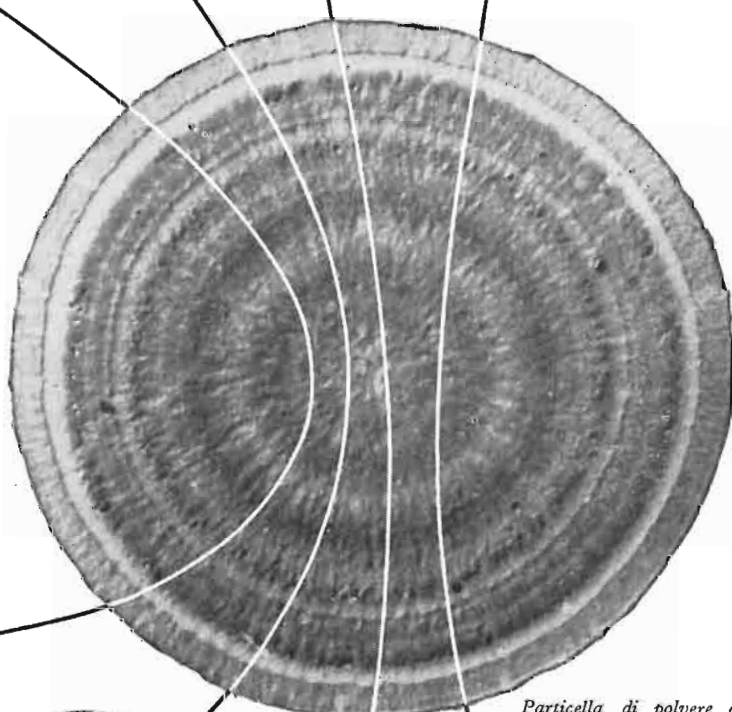
**Le Polveri Ferro Carbonile trovano applicazione in.**

*Nuclei magnetici per Radio e Televisione, compresi i trasformatori a frequenze intermedie e gli induttori di sintonia.*

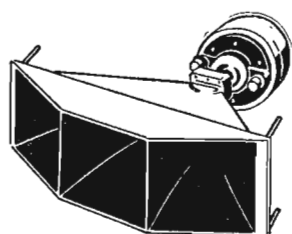
*Particella di polvere di Ferro Carbonile ME, sezionata ed attaccata, come appare al microscopio elettronico con il metodo della replica. (x 20.000.)*

*Nuclei toroidali e protetti per radio telefonia.*

*Nuclei magnetici per bobine regolatrici di permeabilità e per induttanze di antenne e di radiogoniometri.*

*Nuclei toroidali per bobine di accoppiamento in telefonia e per filtri.*

POLVERI DI FERRO CARBONILE
MOND
THE MOND NICKEL COMPANY LIMITED

Le proprietà e le applicazioni di queste polveri sono dettagliamente descritte in questa nuova pubblicazione che verrà fornita gratuitamente a richiesta dal rappresentante per l'Italia: **Mario Alberti S.p.A., Piazza Castello 4, Milano**

**THE MOND NICKEL COMPANY LIMITED**

*THAMES HOUSE · MILLBANK · LONDON · S.W.I.*

IP/IT/IA

# VORAX RADIO - Viale Piave 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

**Minuterie, viterie, pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura**

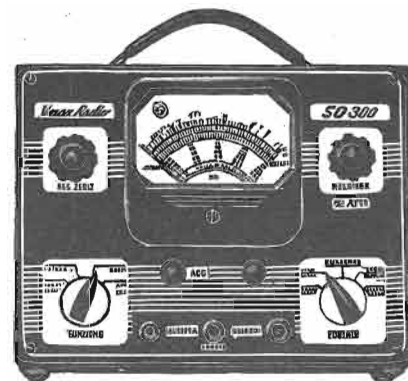
## NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt

**Massima sensibilità - Gran precisione**

Strumento a bobina mobile da 50 μA.
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

**CAMPI DI MISURA**

- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a +55.

*Dimensioni: mm. 240 × 110 × 90*
*Peso netto Kg. 1.750.*

*Dimensioni: mm. 240 × 180 × 130*
*Peso Netto: Kg. 4.200 circa.*

## OSCILLATORE MODULATO S.O. 122

**preciso, stabile**
**INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE**

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

| | | | |
|---|---|---|---|
| A da 147 a 200 KHz | E da 1,4 a 3,5 MHz | | |
| B da 200 a 520 KHz | F da 3,5 a 9 MHz | | |
| C da 517,5 a 702 KHz | G da 7 a 18 MHz | | |
| D da 0,7 a 1,75 MHz | H da 10,5 a 27 MHz | | |

*Dimensioni: mm. 240 × 180 × 130*
*Peso netto: Kg. 4,3 circa.*

## VOLMETRO a VALVOLA S.O. 300

**Volmetro a c.c.**
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

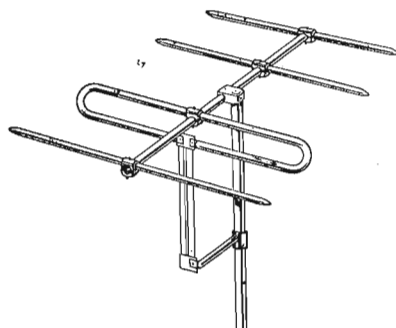
**Volmetro a c.a.**
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

**Ohmetro:**
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

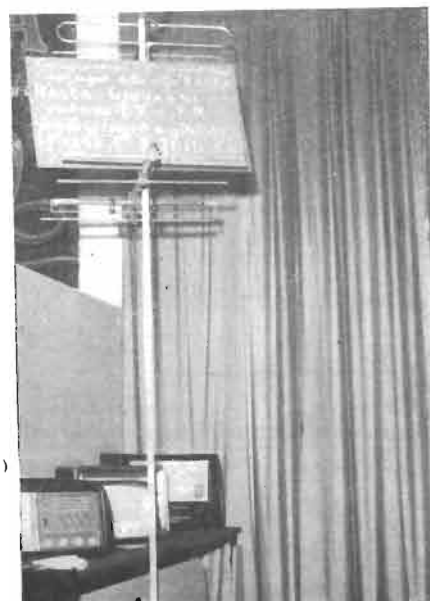
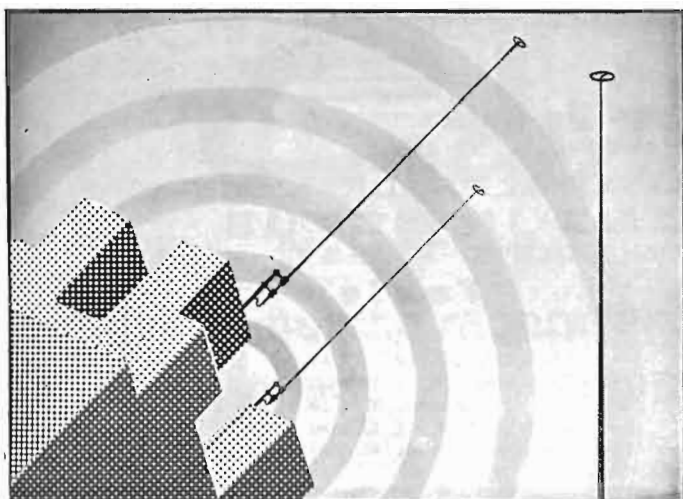
**Lettura a centro scala:** 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

# RACCA Piazza C. Battisti 1 - VERCELLI

## ANTENNE TV ED MF

### IMPIANTI SINGOLI E COLLETTIVI

**Antenne per TV di massimo guadagno, perfetti in adattamento e taratura, montaggio rapido e sicuro.**

**Antenne con rivestimento in materia plastica con ossidazione anodica.**

**Tutti gli accessori per impianti.**

***Cercansi rappresentanti per zone libere***

radiostilo
DUCATI
Gli impianti radiofonici DUCATI sono stati creati per eliminare i disturbi parassitari dalla ricezione radiofonica a cui infatti conferiscono potenza di ricezione e purezza di riproduzione, il sostegno del Radiostilo si presta perfettamente alla installazione contemporanea dell'antenna TV di qualsiasi tipo.
Cavi coassiali Ducati - Accessori
Concessionario
Ditta RINALDO GALLETTI
Corso Italia, 35 - MILANO - Telefono 30.580


TV
radio
TV
radio
radio
LESA
"il sicuro funzionamento del potenziometro è indispensabile come quello del cuore ...."
LESA s.p.a. MILANO - VIA BERGAMO, 21 -


ANTENNE
TV FART

CAVI ALTA FREQUENZA
E TELEVISIONE
Tutti i tipi RG
secondo prescrizioni
Army-Navy e tipi
speciali su richiesta
Dätwyler S.A.
MANIFATTURA SVIZZERA
DI FILI, CAVI E CAUCCIU
ALTDORF-URI

12

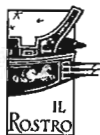
DICEMBRE 1955

XXVII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . . . . . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . . dott. ing. **Alessandro Banfi**



Direttore responsabile . . dott. ing. **Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08
C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.



RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

pag.

### Editoriale



### Televisione e Modulazione di frequenza



### Tecnica applicata



### Circuiti



### Rubriche fisse

# Problemi Nuovi - Soluzioni Adeguate

*CON L'ESTENDERSI progressivo della rete delle trasmittenti TV, vanno via via sorgendo difficoltà impreviste o non sufficientemente previste dai nostri organi tecnici investiti di tale compito.*

*Cinque anni or sono quando si trattò di prendere delle decisioni ufficiali circa lo « standard » da adottarsi in Italia per il servizio TV, oltre alla scelta, invero molto saggia ed opportuna, di una finezza d'analisi di 625 righe con 50 quadri al secondo interlacciati, il senso di modulazione video negativo e la modulazione di frequenza per il suono, venne ritenuto arbitrariamente e con scarsa giustificazione tecnica che 5 canali sarebbero stati ampiamente sufficienti per un regolare servizio TV. Non dello stesso parere, si manifestarono però successivamente i tecnici del C.C.I.R., il supremo organo consultivo che disciplina le telecomunicazioni europee, il quale suggerì un'utilizzazione migliore della già scarsa gamma di frequenze a disposizione in Europa pel servizio TV, nel senso di affiancare più strettamente i vari canali di 7 MHz, richiesti dallo standard europeo.*

*E mentre tutte le nazioni europee aderenti a tale standard (Germania, Olanda, Belgio, Svizzera per citare le maggiori) aderirono immediatamente a tale concetto, prevedendo nei loro televisori un selettore a 13 posizioni, l'Italia non ritenne opportuno unificarsi totalmente alle norme dello standard europeo, isolandosi in un cosiddetto standard italiano con solo 5 canali di trasmissione.*

*Sorsero pertanto i televisori italiani con selettore a 5 posizioni, (ormai già abbastanza diffusi nel nostro paese) in aderenza alla numerazione ufficiale dei 5 canali del nostro standard. Tale situazione crea notevoli imbarazzi nello scambio internazionale dei televisori nei quali è oggi praticamente considerato « standard » in piano europeo la distribuzione dei canali TV secondo le norme del C.C.I.R.*

*Un allineamento dell'Italia con le altre nazioni che adottano lo standard europeo C.C.I.C. (e si noti che non sono solo nazioni europee ad adotttarlo, perchè già altre, quale ad esempio l'Australia, vi hanno ufficialmente ed integralmente aderito), sarebbe altamente desiderabile. Un tale provvedimento appare però oggi di difficile attuazione data l'ormai avanzata estensione della rete TV e l'esistenza di quasi 200.000 televisori in uso corrente. Ma l'argomento principale che ci siamo prefissi di trattare oggi su queste colonne, trae origine appunto dalla insufficienza congenita degli attuali 5 canali per effettuare un buon servizio TV in Italia. Infatti con l'entrata in funzione dei primi ripetitori al servizio delle zone prive di possibili ricezioni delle emittenti TV principali della rete RAI, si sono già manifestate interferenze e disturbi in località adiacenti od anche distanti a causa della imprevedibile propagazione delle emissioni dei ripetitori stessi.*

*E siamo appena all'inizio!*

*Quando saranno installati tutti i ripetitori (oltre 50) chissà quale situazione di caos si potrà verificare.*

*E perchè la critica sia, come sempre nelle nostre abitudini, positiva e costruttiva, vogliamo qui indicare le possibili soluzioni per ovviare od almeno ridurre notevolmente l'inconveniente.*

*Una prima rapida ed immediata soluzione sarebbe quella di ridurre grandemente la potenza emessa dai ripetitori, moltiplicandone però il loro numero dato che la rispettiva area di servizio verrebbe ad essere contemporaneamente ridotta.*

*La potenza prevista pei ripetitori di prossima attuazione è per lo più di 5 W in antenna.*

*Si è potuto assodare che nella maggior parte dei casi tale potenza è esuberante.*

*Si possono ottenere delle buone ricezioni (campo da 500 a 1000 microvolt) con ripetitori da 0,2 a 0,5 W installati a distanza di circa 3 km di raggio, in posizione elevata e con antenna fortemente direttiva.*

*Con tali precauzioni l'irradiazione disturbante ad una certa distanza è praticamente nulla.*

*Un'altra soluzione possibile potrebbe essere l'adozione di un sesto canale al limite superiore della banda (adiacente all'attuale 5°) esclusivamente dedicato all'emissioni dei ripetitori.*

*E' questa la soluzione adottata dalla Svizzera il cui servizio TV dovrà essere prevalentemente espletato da ripetitori, a causa della tormentata situazione orografica del Paese.*

A. BANFI

*(il testo segue a pag. 363)*

# La Sezione «Suono» nel Ricevitore

*dott. ing. Antonio Nicolich*

*(parte seconda di quattro parti)*

## 5. - DISCRIMINATORE.

I PRINCIPALI circuiti discriminatori usati in MF per convertire le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza sono cinque:

*a*) discriminatore a pendenza;
*b*) discriminatore tipo Travis;
*c*) discriminatore Foster Seeley;
*d*) discriminatore a rapporto;
*e*) discriminatore a coincidenza.

I circuiti più usati sono quelli segnati *c*), *d*), *e*).

### a) Discriminatore a pendenza.

Il primo usato in ordine di tempo, semplice ed economico è oggi praticamente abbandonato. È in sostanza un rivelatore per MA disaccordato in modo che il fianco lineare della curva

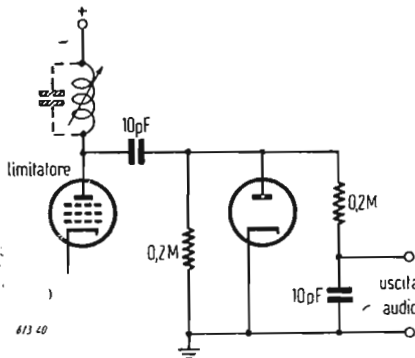



Fig. 6. - Discriminatore a pendenza accoppiato capacitivamente a un diodo rivelatore MA.

di risposta FI cade nella regione della banda passante MF Il circuito di principio è quello di fig. 6 in cui con un diodo rivelatore con catodo a massa unitamente a un filtro passa basso è possibile rivelare $f_{ia}$ da 20MHz in poi con una frequenza massima di modulazione di 15 kHz. I diagrammi di fig. 7 *a*), *b*), *c*) danno rispettivamente le grandezze relative del limitatore: corrente alternativa anodica $i_a$, impedenza $Z_a$ del carico anodico, tensione alternativa anodica $v_a$. Essi sono stati calcolati ponendo $f_{ia} = 24$ MHz; $R_a = 40$ kΩ per ciascuna bobina del doppio circuito accordato FI di accoppiamento alla griglia del limitatore; $C = 10$ pF; $\beta = 1$; $B = 200$ kHz. Si osserva che a motivo del fatto che il limitatore non è lineare non si può generalizzare dei risultati ottenuti in un caso particolare facendo uso delle curve di guadagno relativo. Così ad esempio in fig. 7 *a*) si è supposto che la componente alternativa della corrente anodica in funzione della frequenza raggiunga un massimo di 0,707; questo valore dipende dall'ampiezza del segnale applicato; infatti un segnale più debole sarebbe accettato per una più grande porzione e sarebbe tosato ad un livello di corrente di placca più alto; inversamente accadrebbe se il segnale fosse più forte. Allora la corrente anodica reativa in fig. 7 *a*) vale 0,3 a $f_{ia} = 24{,}5$ o $f_{ia} = 23{,}5$ MHz, non conserverebbe questo valore per segnali applicati di differente ampiezza, perchè non è valido il principio di sovrapposizione in un dispositivo non lineare. Nel caso di segnale più forte per l'interferenza a 24,5 MHz o a 23,5 MHz, il valore della corrente alternativa relativa di 0,3 inciderebbe nella zona prossima al massimo intorno a 24 MHz, ossia cadrebbe nel campo di azione del limitatore, che lo eliminerebbe. La curva *a*) è pertanto valida solo per il segnale a $f_{ia} = 24$ MHz simmetricamente tosato a $1/\sqrt{2}$ del suo massimo. Affinchè la discriminazione avvenga senza distorsione la curva (in funzione della frequenza) della impedenza di carico anodico deve essere lineare in tutto il campo della banda passante. La distorsione di fase può essere trascurata trattandosi della sezione audio, perchè l'orecchio è insensibile agli sfasamenti. L'intervallo di linearità di un circuito di accoppiamento monoaccordato come quello di fig. 7 *c*) è il 60% della larghezza di banda e il centro della curva si trova sopra la frequenza di risonanza di una quantità uguale al 40% della larghezza di banda. In fig7*b*) la zona di linearità è di 200 kHz, allora la larghezza di banda vale $B = 200/0{,}6 = 333$ kHz; il centro è a 24 MHz e la risonanza si trova a $24 - 0{,}4 . 0{,}333 \approx 23{,}87$ MHz

Il $Q$ del circuito vale $Q = \dfrac{f_o}{B} = \dfrac{23{,}87 \;.\; 10^6}{0{,}333 \;.\; 10^6} \approxeq 72$. Supposto $C = 10$ pF la resistenza di smorzamento si calcola colla:

$$R = \frac{1}{2\pi CB} = \frac{1}{6{,}28 \;.\; 10^{-11} \;.\; 0{,}333 \;.\; 10^6} \approx 48 \text{ k}\Omega$$

Moltiplicando punto per punto in fig. 7 le ordinate della curva *a*) per quelle della curva *b*) si ottiene la curva *c*) che presenta il tratto lineare fra 23,9 e 24,1 MHz.

Per uno spostamento di frequenza dell'oscillatore può avvenire che la frequenza centrale invece che a 24 MHz coincida con il picco di risonanza della curva, cioè a 23,87 MHz; in tal caso l'uscita del discriminatore è distorta per la presenza delle

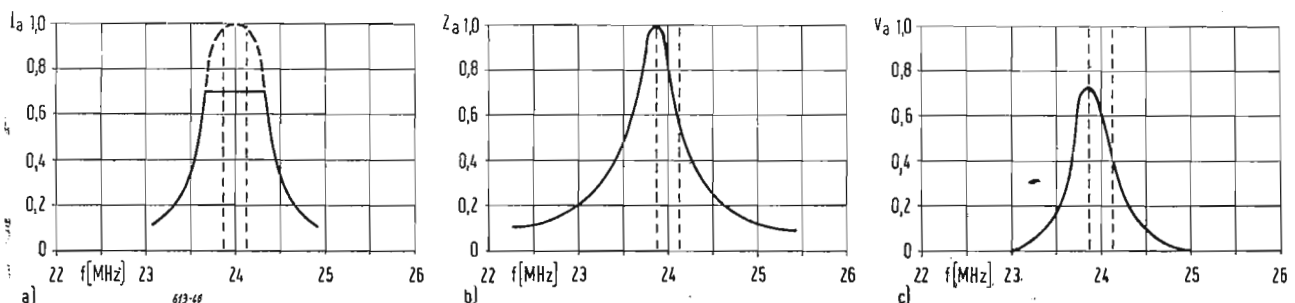



Fig. 7. - Curve di risposta del discriminatore a pendenza; *a*) Corrente anodica alternata relativa del limitatore; *b*) Impedenza relativa di carico anodico del limitatore; *c*) Tensione anodica alternata relativa del limitatore.

*Si esaminano i principali circuiti discriminatori. In particolare, in questo articolo, si analizzano il discriminatore a pendenza, il discriminatore Travis e il discriminatore Foster - Seeley.*

armoniche della fondamentale. Dalla fig. 7*c*) appare chiaramente che variando la frequenza di $\pm$ 0,1 MHz attorno alla frequenza centrale 24 MHz, la tensione relativa di uscita varia da 0,42 a 0,7, cioè le variazioni di frequenza sono state tradotte in variazioni di ampiezza; in questo consiste l'azione

di accoppiamento relativo deve essere opportunamente scelto. Infatti affinchè l'azione di discriminazione di pendenza sia soddisfacente occorre che la curva di impedenza di trasferimento di ciascuna metà del secondario sia simile a quella di fig. 7*b*), allora non si può fare $\beta > 1$ cioè sovraccoppiare i

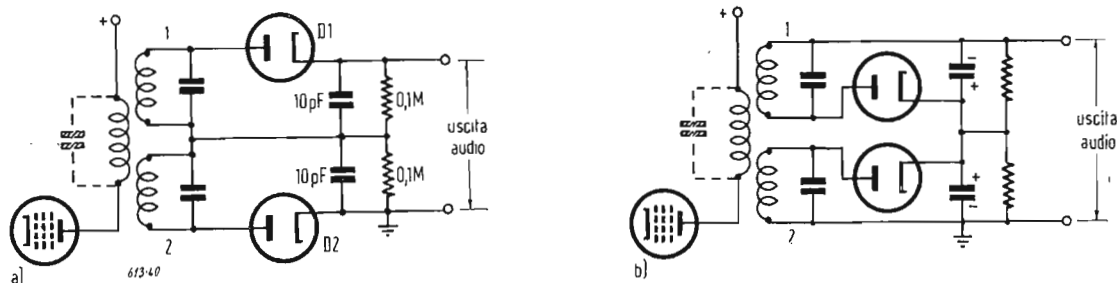



Fig. 8. - Discriminatore Travis: *a*) Circuito fondamentale; *b*) Variante al circuito fondamentale.

discriminatrice. Il limitatore non agisce mai perfettamente. Se non ci fosse il limitatore a mantenere costante l'ampiezza della corrente anodica, l'incidenza dei 24 MHz produrrebbe una modulazione di ampiezza nel punto in cui la tensione alternata relativa di placca è 0,7 . 0,8 = 0,56; l'interferenza darebbe cioè luogo ad un segnale di uscita audio di bassa frequenza; anche i disturbi parassiti provocando modulazione di ampiezza verrebbero rivelati dal diodo e riprodotti come rumori.

**b) Discriminatore tipo Travis.**

Anche questo tipo di discriminatore è ormai superato, ma rappresenta un circuito basilare e quindi se ne riassume il funzionamento. Esso consiste di due discriminatori a pendenza, l'uscita utile di bassa frequenza è la differenza delle due uscite di detti discriminatori. È quindi necessario che le due uscite non siano uguali (altrimenti si avrebbe una differenza nulla); ciò si ottiene accordando un circuito a frequenza di poco superiore e l'altro a frequenza di poco inferiore rispetto alla frequenza centrale. In fig. 8*a*) e *b*) sono rappresentati rispettivamente il circuito Travis fondamentale ed una sua variante. Le curve di risposta relative sono tracciate in fig. 9. La fig. 9*a*) è eguale alla fig. 7*a*) e rappresenta la componente alternativa di placca del limitatore per un segnale a $f_{ia}$ = = 24 MHz tosate simmetricamente al 70,7%. L'accoppiamento fra il limitatore e i diodi è ottenuto con un trasformatore biaccordato col secondario diviso in due metà. Il coefficiente

circuiti, perchè ciò darebbe una curva di risposta con due massimi ed un avvallamento centrale; un accoppiamento molto lasco con $\beta \ll 1$ porterebbe ad una perdita di ampiezza del segnale. Allora in generale si adotta un accoppiamento leggermente inferiore al critico. Le curve di fig. 9*b*) si sono tracciate per $\beta = 1$, cioè per accoppiamento critico. La zona di linearità fra 25,2 e 27,2 MHz è circa il 50% della larghezza di banda $B$; il centro di questa zona di linearità cade a 26,2 MHz ossia è superiore del 55% della $B$ alla frequenza di risonanza. Agli estremi del tratto lineare il diagramma presenta una certa curvatura, che però viene eliminata dalla simmetria del circuito Travis. Ritornando alla fig. 9*b*) dove la linearità dura per 200 kHz, la larghezza di banda risulta $B = 200/0,5 = 400$ kHz. Una metà del secondario risuona a $24 + 0,55 \cdot 0,4 = 24,22$ MHz; l'altra metà risuona a $24 - 0,55 \cdot 0,4 = 23,78$ MHz. Ricordando che il $Q$ per un trasformatore biaccordato con accoppiamento critico è espressa da $Q = \dfrac{\sqrt{2}f_o}{B}$ si calcola $Q = \dfrac{1,41 \cdot 24 \cdot 10^6}{4 \cdot 10^5} = 84,6$ per entrambi i circuiti primario e secondario.

L'influenza del disaccordo fra le due metà del secondario è trascurabile, perchè la componente reattiva capacitiva dell'impedenza di trasferimento del circuito 1 è all'incirca uguale ed opposta alla componente reattiva induttiva del circuito 2, perciò le due componenti si elidono a vicenda. La costruzione pratica del trasformatore deve essere tale che i due secondar

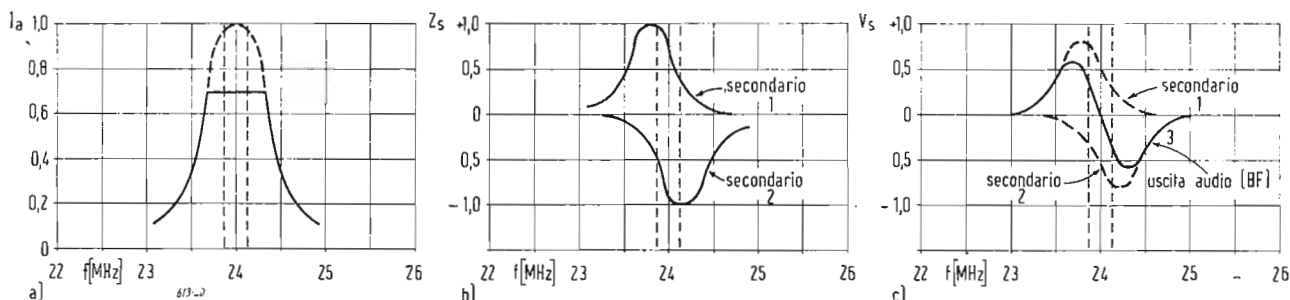
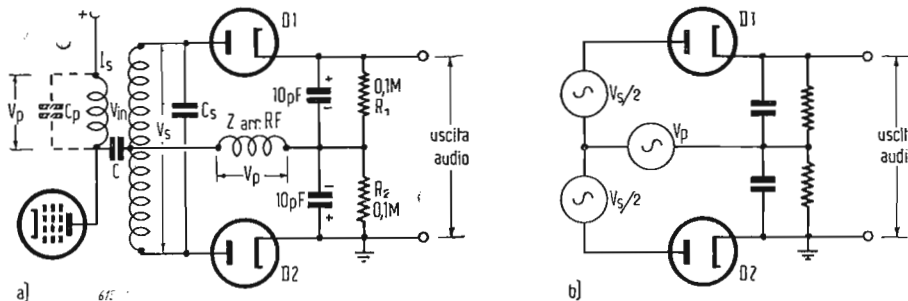



Fig. 9. - Caratteristiche del discriminatore Travis: *a*) Corrente anodica alternata relativa del limitatore; *b*) Impedenze di trasferimento relative dei circuiti secondari; *c*) Tensioni relative secondarie.

non si influenzino reciprocamente ;ciò si ottiene disponendo i 3 avvolgimenti sopra uno stesso supporto, col primaeio in mezzo e i due secondari ai lati del primario. Come in fig. 7*c*) anche le curve di fig. 9*c*) si sono ottenute moltiplicando punto per punto le ordinate delle curve *a*) e *b*); in fig. 9*c*) la somma delle curve relative alle tensioni secondarie 1 e 2 danno la curva 3 che è le tensione di uscita discriminata audio, detta curva a *S* del discriminatore. I due diodi di fig. 8*a*) rettificano indipendentemente l'uno dall'altro; il diodo 1 dà un'uscita positiva e il diodo 2 dà un'uscita negativa rispetto a massa. La linearità della curva 3 a *S* si estende per $\pm$ 100 kHz

Fig. 10. - Discriminatore a sfasamento Foster Seeley: *a*) Circuito fondamentale *b*) Circuito equivalente.

intorno ai 24 MHz, a questa frequenza la curva attraversa la linea zero. Questa proprietà comporta che un'eventuale modulazione di ampiezza trasmessa dal limitatore a 24 MHz non produce suono in assenza di modulazione dal segnale MF Si conclude che il discriminatore Travis ha proprietà limitatrici della MA, che completano quelle dello stadio limitatore precedente e migliorano il rapporto segnale/disturbo.

## c) Il discriminatore Foster-Seeley o a sfasamento.

È il circuito fondamentale dei discriminatori, che convertono le variazioni di fase dovute alla MF in variazioni di ampiezza, Lo schema di principio è rappresentato in fig. 10*a*).

I diodi $D_1$ e $D_2$ sono accoppiati al primario in due modi: un accoppiamento capacitivo attraverso al condensatore *C* fornisce un segnale *A* con la stessa fase per entrambi i diodi; un accoppiamento induttivo a trasformatore con secondario a presa centrale accordato sulla frequenza centrale, porta un segnale *B* sfasato di 180° fra i due diodi e quindi in quadratura in anticipo su *A* per $D_1$, in quadratura in ritardo su *A* per $D_2$, e delle connessioni dei terminali al circuito utilizzatore. Ciò a prescindere dalla natura del carico secondario. Quando il secondario è un circuito risonante come nel caso della fig. 10a) la tensione indotta $V_{ind}$ dal primario è sfasata di 90° rispetto alla tensione primaria $V_p$ inducente, quando la frequenza del segnale applicato è esattamente uguale a quella di $f_0$ di risonanza del secondario. Ma quando la frequenza $f$ della $V_p$ varia sopra e sotto $f_0$ per effetto della modulazione di frequenza, l'angolo fra $V_p$ e $V_{ind}$ non si mantiene costante a 90°, ma varia in più o in meno rispettivamente. In condizioni di equilibrio del sistema bilanciato, cioè per $f = f_0$ la $V_{ind}$ secondaria è in quadratura colla corrente primaria $I_p$.

Si consideri l'onda sinoidale di corrente $I_p$ primaria rappresentata in fig. 12. Le variazioni di ampiezza della $I_p$ provocano un flusso variabile che genera la $V_{ind}$, la quale aumenta in valore col numero di linee di forza tagliate dal secondario nell'unità di tempo. La $I_p$ varia rapidamente all'inizio del suo ciclo e allora induce una forte tensione al secondario. Dopo un quarto di periodo la $I_p$ ha raggiunto il suo massimo e la sua variazione ivi è nulla (la tangente geometrica della sinusoide è parallela all'asse del tempo in ascisse); conseguentemente il flusso non varia e la $V_{i\ d}$ è nulla. Dopo mezzo periodo la $I_p$ è nulla; il suo passaggio per lo zero avviene colla massima pendenza, quindi massima è la variazione di flusso e pure massima la $V_{ind}$. In tutto il ciclo dunque la $V_{ind}$ è in quadratura con la $I_p$. Per convenzione si considera negativa la polarità della tensione indotta, per cui la $V_{ind}$ è sfasata di 90° in ritardo sulla $I_p$. Per seguire tale convenzione basta scegliere opportunamente i terminali degli avvolgimenti, se la $V_{ind}$ misurata risultasse in fase con la $I_p$, basterebbe scambiare tra loro i terminali del secondario.

La tensione indotta $V_{ind}$ non è la tensione del secondario, ma deve essere riguardata come la tensione fornita da un generatore e posta in serie coll'avvolgimento secondario come mostra la fig. 13, perchè tale tensione indotta dà luogo a un passaggio di corrente secondaria, che deve attraversare l'avvolgimento stesso. L'induttanza del secondario è $L_s$, che risuona in parallelo alla $C_s$ sulla frequenza centrale; $R_s$ è la resistenza ohmica abbastanza piccola del secondario. La tensione di uscita secondaria $V_s$ coincide colla tensione $V_c$ ai

Fig. 11. - Segnale all'entrata del discriminatore di fase in condizioni di equilibrio.

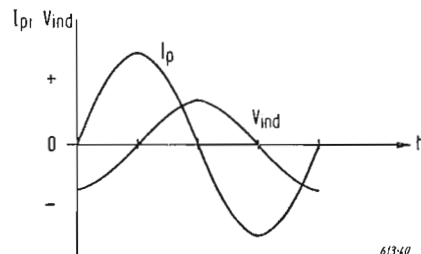



Fig. 12. - La tensione indotta $V_{ind}$ è in quadratura con $I_p$ e varia in ampiezza con essa.

quando per l'assenza di modulazione il sistema è in condizioni di bilanciamento. I resistori di carico dei due diodi sono in serie tra loro. La fig. 11 mette in evidenza quanto ora affermato. Il segnale FI risultante applicato ai due diodi è la somma della tensione secondaria indotta in controfase e della tensione primaria applicata in parallelo. La tensione primaria $V_p$ costituisce il segnale A di fig. 11, la tensione secondaria $V_{s/2}$ costituisce il segnale *B* della stessa figura.

*Relazioni di fase*: normalmente la tensione ai capi del secondario di un trasformatore è in opposizione o in fase con la tensione primaria a seconda del senso degli avvolgimenti capi del condensatore $C_s$. È la $V_s = V_c$ che viene applicata in parallelo ad un eventuale carico secondario e al circuito discriminatore composto dei due diodi e componenti associati. Per analizzare le relazioni di fase fra le grandezze in gioco nel trasformatore discriminatore si considera il circuito equivalente del secondario cui sia applicata in serie la tensione indotta $V_{ind}$. Il diagramma vettoriale di fig. 13*b*) si riferisce al caso che la $V_{ind}$ sia una tensione di frequenza $f_0$ centrale. Il vettore di riferimento è quello della tensione primaria $V_p$ che è spostato di 90° in anticipo rispetto alla corrente primaria $I_p$, perchè la tensione ai capi di un'induttanza anticipa di

90° rispetto alla corrente che percorre l'induttanza. Il trasformatore è accordato alla frequenza intermedia audio $f_{ia}$, per cui il primario od il secondario risuonano alla frequenza centrale del segnale MF. In queste condizioni le reattanze induttiva e capacitiva del secondario sono uguali, il circuito equivale ad una pura resistenza, la corrente secondaria $I_s$ risulta pertanto in fase colla tensione applicata $V_{ind}$. Il condensatore $C_s$ è percorso dalla $I_s$ e la tensione $V_s = V_c$ che si localizza alle sue armature ritarda di 90° sulla $I_s$ ed anticipa di 90° sulla tensione primaria $V_p$. In fig. 10 il secondario ha una presa centrale, allora la tensione secondaria si

relazioni di fase mostrate dai diagrammi vettoriali di fig. 13*bis*. Il caso di $f = f_0$ cioè di segnale alla frequenza di risonanza (assenza di modulazione) è (indicato in *a*): $V_p$ è in quadratura con $V_s$, che è diviso in due tensioni $V_{s1}$ e $V_{s2}$ di polarità opposta e di ampiezza comune $V_{s/2}$, a motivo della presa centrale sul secondario. La tensione $V_1$ applicata al diodo $D_1$ è la risultante vettoriale di $V_{s1}$ più $V_p$; analogamente la $V_2$ applicata al diodo $D_2$ è la risultante vettoriale di $V_{s2}$ più $V_p$. Essendo $V_{s1}$ e $V_{s2}$ in quadratura con $V_p$ risulta che $v_1 = v_2$.

Le uscite rettificate dei due diodi sono uguali e di polarità opposta per cui si elidono e la tensione di uscita bassa fre-

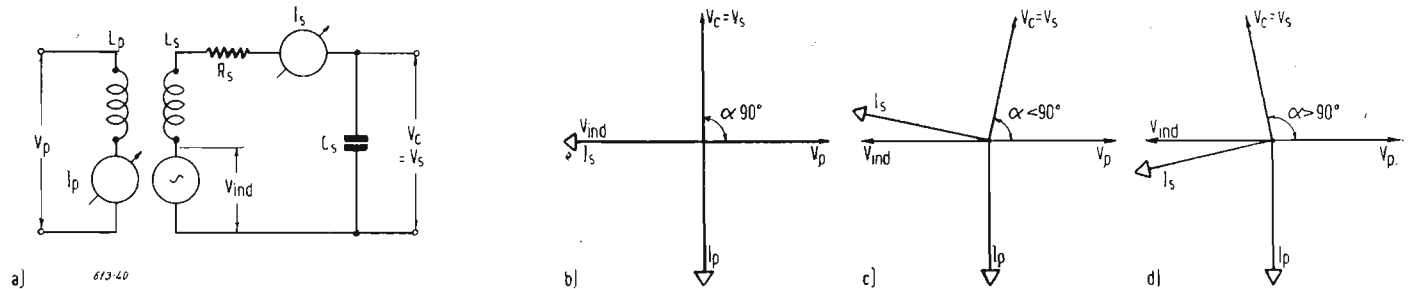



Fig. 13. - Circuito equivalente del trasformatore di un discriminatore a sfasamento e relativi angoli di fase: *a*) Circuito equivalente; *b*) Relazioni di fase fra $I_s$, $V_{ind}$ e $V_s$ per $f = f_0$; *c*) Come in *b*) ma per $f > f_0$; *d*) Come in *b*) ma per $f < f_0$.

sdoppia in due tensioni $V_{s1}$ e $V_{s2}$, di valore $V_{s/2}$ ciascuna e di opposta polarità, $V_{s1}$ anticipa su $V_p$ di 90°, mentre $V_{s2}$ ritarda dello stesso angolo su $V_p$.

La $V_{s1}$ è la tensione applicata alla placca del diodo $D_1$; la $V_{s2}$ è la tensione applicata alla placca del diodo $D_2$ attraverso al trasformatore del discriminatore. La tensione primaria viene invece applicata in parallelo, e quindi con la stessa polarità, ad entrambi i diodi, dall'accoppiamento capacitivo provveduto dal condensatore $C$.

Quando il segnale oscilla sopra la frequenza centrale, la frequenza istantanea è maggiore di quella di risonanza, per cui $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, cioè la reattanza induttiva supera quella capacitiva; allora la corrente secondaria ritarda di un certo angolo (piccolo rispetto a 90°) sulla $V_{ind}$ (v. fig. 13*c*); la tensione di uscita $V_s$ è sempre in quadratura in ritardo sulla $I_s$ indipendentemente dalla fase intercedente fra $V_{ind}$ ed $I_s$; perciò la $V_s$ anticipa di meno che 90° su $V_p$. Se il segnale ha una frequenza minore della $f_0$ centrale, (v. fig. 13*d*), la frequenza attuale è inferiore a quella di risonanza del secondario, allora $\frac{1}{\omega C} > \omega L$; in questo caso di prevalenza della reattanza capacitativa, la $I_s$ anticipa di un piccolo angolo sulla $V_{ind}$, mentre la tensione di uscita secondaria $V_s$ anticipa di più che 90° sulla $V_p$. Il segnale MF oscilla sopra e sotto la frequenza centrale $f_0$, il che fa sì che l'angolo di fase fra $V_s$ e $V_p$ sia variabile sopra e sotto i 90°. In conseguenza delle variazioni di fase le tensioni dovute all'accoppiamento capacitivo e all'accoppiamento induttivo attraverso il trasformatore si sommano vettorialmente, dando luogo ad una tensione risultante applicata ai diodi del rivelatore bilanciato, l'ampiezza della quale varia col ritmo delle variazioni di frequenza del segnale modulato applicato. Si è così ottenuta la rivelazione del segnale MF; le variazioni $\Delta F$ di frequenza sono state tradotte in variazioni di ampiezza. Questo segnale discriminato, apportunamente amplificato aziona l'altoparlante completando il canale audio.

Riassumendo: da quanto precede risulta che la tensione secondaria $V_s$ è sfasata di 90° rispetto alla primaria $V_p$ alla frequenza di risonanza $f_0$, mentre la sua fase oscilla in più e in meno di 90° quando la frequenza del segnale applicato oscilla in meno e in più rispetto alla $f_0$. Essendo il primario e il secondario accordati a $f_0$, per questa frequenza $V_s$ e $V_p$ sono dunque in quadratura. Entrambe queste tensioni sono applicate contemporaneamente ai diodi del discriminatore con le

quenza è nulla. In fig. 13*bis-b*) è rappresentato il caso in cui $f > f_0$, cioè di segnale a frequenza superiore a quello di risonanza: $V_s$ è sfasato di $\alpha > 90°$ rispetto a $V_p$ perchè $V_s$ è accordato ad una frequenza inferiore a quella del segnale. In questo caso $v_1$ è maggiore che in *a*), perchè $V_{s1}$ è meno sfasata; al contrario $v_2$ diminuisce rispetto al caso *a*). Il segnale appli-

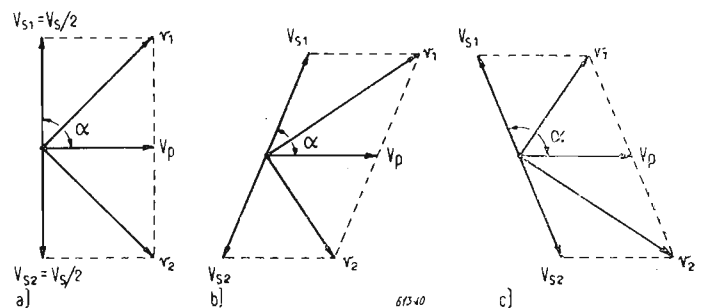



Fig. 13bis - *a*) Onda portante RF; *b*) onda modulante; *c*) onda modulata in frequenza.

cato a $D_1$ è maggiore di quello applicato a $D_2$, per cui la tensione positiva raddrizzata da $D_1$ prevale su quella negativa raddrizzata da $D_2$ e la loro risultante è positiva. In fig. 13*bis-c*) è indicato il terzo caso possibile cioè quello di $f < f_0$, ossia di frequenza del segnale minore di quella di risonanza; $V_s$ è sfasata di $\alpha > 90°$ rispetto a $V_p$, perchè il secondario è accordato ad una frequenza superiore a quella del segnale; $v_1$ in conseguenza risulta minore che nei casi *a*) e *b*) e minore di $v_2$; in corrispondenza la tensione positiva raddrizzata da $D_1$ è minore di quella negativa raddrizzata da $D_2$ e la loro somma è negativa.

A base dello studio della linearità della curva della tensione di uscita in funzione della frequenza si pongono i seguenti dati relativi ad un esempio numerico: l'accoppiamento per il primario e il secondario è critico, ossia $\beta = 1$; la frequenza propria di risonanza di entrambi gli avvolgimenti accordati è uguale e posta 24 MHz; il primario e il secondario sono identici e presentano $Q = 24$; alla risonanza la tensione di uscita econdaria è unitaria; $V_s = 1$. Si vuol tener conto dello sfasamento di $\pi/2$ della tensione secondaria rispetto alla primaria; tale sfasamento può essere introdotto moltiplicando il numeratore per l'operatore vettoriale $j$; sostituendo a $\beta$, $Q$, $\alpha$ i va-

lori sopra stabiliti, si trova:

$$V_s = \frac{2j}{(1 + j\,\Delta f)^2 + 1} \tag{12}$$

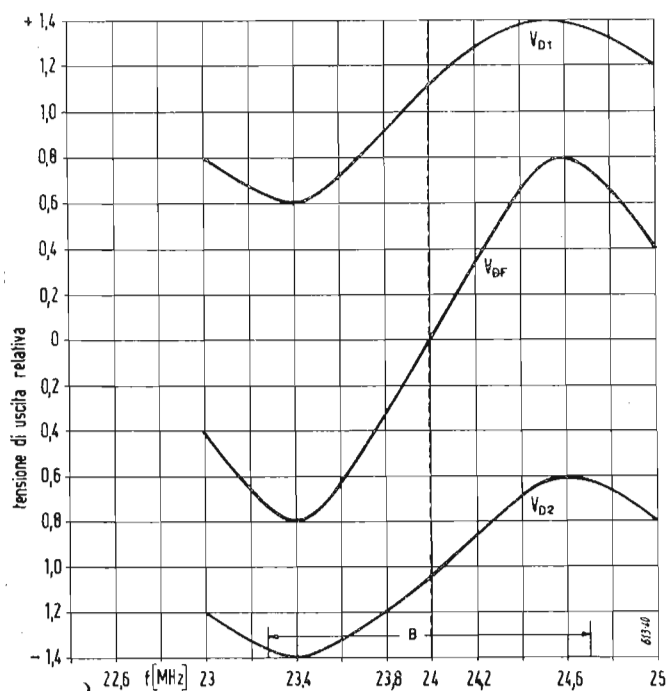



Fig. 14 - Tensione $V_{BF}$ di uscita del discriminatore Foster Seeley in funzione di $f$ per $y = 1$; $f_0 = 24$ MHz; $Q = 24$; $V_p = V_s = 1$ volt alla risonanza.

in cui:

$$\Delta f = f_0\left(\frac{f_1}{f_0} - \frac{f_0}{f_1}\right) = f_0\left(\frac{f_0}{f_2} - \frac{f_2}{f_0}\right).$$

Alla risonanza essendo $V_p = V_s = 1$ si può ritenere nulla la componente reattiva della tensione primaria $V_p$. Si suppone che la $V_p$ conservi costantemente il valore 1 V entro il campo ristretto di frequenza intorno alla risonanza e che interessa

$$= \left[\frac{4 + \Delta f^4 - 4\,\Delta f^2 + 1 + 4\,\Delta f^2 + 4\,\Delta f}{4 + \Delta f^4 - 4\,\Delta f^2 + 4\,\Delta f^2}\right]^{1/2} =$$

$$= \left[\frac{5 + \Delta f^4 + 4\Delta f}{4 + \Delta f^4}\right]^{1/2} \tag{14}$$

$$V_{D2} = \left[\frac{5 + \Delta f^4 - 4\Delta f}{4 + \Delta f^4}\right]^{1/2} \tag{15}$$

In fig. 14 si è rappresentata con la curva $V_{D1}$ il contributo alla tensione di uscita audio in funzione della frequenza dovuta al diodo $D_1$; con la curva $V_{D2}$ l'analogo contributo dovuto al diodo $D_2$. $V_{D1}$ è positiva ed aumenta sopra la risonanza, cioè per $f > f_0$; $V_{D2}$ è negativa ed aumenta in valore assoluto sotto la risonanza cioè per $f < f_0$. La curva $V_{BF}$ dà la tensione $BF$ di uscita discriminata e si ottiene dalla somma algebrica delle curve $V_{D1}$ e $V_{D2}$. Il suo andamento è a S analogamente alle curve del discriminatore Travis di fig. 9c).

La banda passante $B$ per $\beta = 1$ è data da $B = \sqrt{2}\,f_0/Q =$

$$= \sqrt{2}\,\frac{24}{24} = 1{,}41 \text{ MHz}.$$

La curva a S del discriminatore è all'incirca lineare per l'estensione $\frac{B}{2}$, è quindi necessario progettare il trasformatore biaccordato di accoppiamento per una larghezza di banda di 400 kHz per ottenere una buona linearità entro 200 kHz.

Coi dati numerici del caso in esame si ha:

$$Q = \frac{\sqrt{2}\,f_0}{B} = \frac{1{,}414\ .\ 24}{0{,}4} = 84{,}84,$$

cioè si ritrova qui lo stesso valore di $Q$ calcolato per il discriminatore Travis, ma la costruzione del trasformatore è diversa perchè nel caso del Foster Seeley occorre un secondario provvisto di presa centrale. In pratica si fa $\beta$ leggermente $> 1$, cioè l'accoppiamento è un poco sotto al critico.

In fig. 15 si sono indicate alcune delle molte possibili varietà di discriminatori a sfasamento derivate dallo schema di fig. 10. La fig. 15a) mostra i diodi col primario capacitivamente accoppiati ai catodi; la capacità di accordo del secondario è i-

Fig. 15 - Varietà di discriminatori a sfasamento Foster Seeley: a) Diodi con catodo in comune; b) Segnale primario in fase per i due diodi con accoppiamento induttivo c) Come in b) ma con circuito accordato di accoppiamento.

la MF. Allora la tensione applicata al diodo $D_1$ è data dalla somma:

$$V_{01} = V_p + \frac{V_s}{2} = 1 + \frac{j}{(1 + j\Delta f)^2 + 1} =$$

$$= \frac{2 - \Delta f^2 + j\,(1 + 2\,\Delta f)}{2 - \Delta f^2 + j2\Delta f} \tag{13}$$

La tensione di uscita audio di $BF$ è data dalla somma dei valori assoluti delle tensioni applicate a $D_1$ e $D_2$, cioè:

$$V_{D1} = \left[\frac{(2 - \Delta f^2)^2 + (1 + 2\,\Delta f)^2}{(2 - \Delta f^2)^2 + 4\,\Delta f^2}\right]^{1/2} =$$

condensatore $C_s$, il circuito RF si chiude attraverso i condensatori $C_1$ e $C_2$ in parallelo al carico dei diodi.

Nello schema di fig. 15b) il segnale primario che deve pervenire con la stessa fase ai due diodi è ottenuto con accoppiamento induttivo anzichè capacitivo.

In fig. 15c) essendo il segnale alimentato in fase a $D_1$ e $D_2$ prelevato attraverso un circuito terziario accordato, si verifica che alla risonanza tale segnale è sfasato di $\pi/2$ rispetto alla tensione primaria $V_p$. Poichè il secondario a presa centrale non è accordato, la tensione secondaria $V_s$ risulta in fase con la primaria $V_p$; precisamente $V_{s/2}$ per il diodo $D_1$ è in fase con $V_p$, mentre $V_{s/2}$ per $D_2$ è in opposizione a $V_p$.

*(continua)*

# Elenco delle Stazioni VHF a Modulazione di Frequenza Operanti in Europa e nel Nord Africa al Novembre 1955

**Austria**

| | [MHz] |
|---|---|
| Graz | 95,4 |
| Innsbruck | 88,5 |
| Kanzelhohe | 97,8 |
| Klagenfurt | 93,0 |
| Linz | 99,3 |
| St. Polten | 88,8 |
| St. Polten | 96,1 |
| Salzburg | 94,8 |
| Vienna | 95,8 |
| Vienna | 99,8 |
| Villach | 97,8 |

**Belgio**

| | |
|---|---|
| Bruxelles | 95,4 |

**Cecoslovacchia**

| | |
|---|---|
| Praga | 89,5 |

**Danimarca**

| | |
|---|---|
| Bornholm | 94,5 |
| Bornholm | 99,3 |
| Copenaghen | 41,3 |
| Copenaghen | 90,8 |
| Copenaghen | 96,5 |

**Finlandia**

| | |
|---|---|
| Helsinki | 91,9 |
| Helsinki | 94,6 |
| Imatra | 91,0 |
| Jyvaskyla | 92,2 |
| Kokkola | 99,7 |
| Kristiina | 90,1 |
| Lahti | 95,5 |
| Mikkeli | 88,9 |
| Pietarsaari | 97,6 |
| Poori | 97,9 |
| Ravaniemi | 96,7 |
| Savonlinna | 95,8 |
| Tammissari | 89,5 |
| Tampere | 93,7 |
| Turku | 93,7 |
| Vaasa | 93,1 |
| Vaasa | 95,2 |

**Francia**

| | |
|---|---|
| Parigi | 96,1 |
| Grenelle | 99,0 |
| Strasburgo | 95,0 |

**Germania Orientale**

| | |
|---|---|
| Berlino | 92,5 |
| Berlino | 98,2 |
| Berlino | 105,41 |
| Friederichstadt | 94,9 |
| Brocken | 94,6 |
| Brurg | 97,0 |
| Damgarten | 91,3 |
| Dresda | 89,8 |
| Inselberg | 94,0 |
| Lipsia | 88,0 |
| Marlow | 91,3 |
| Oranjemburg | 93,4 |
| Raum Jessen | 93,4 |
| Raum Jessen | 99,4 |
| Rheinsberg | 93,4 |
| Rheinsberg | 95,2 |
| Schwerin | 89,2 |

**Germania Occidentale**

| | | |
|---|---|---|
| Aachen | NWDR (1) | 90,0 |
| Aalen | SDR | 89,1 |
| Aalen | SDR | 92,7 |
| Augsburg | BR | 94,9 |
| Bad Merghenteim | SDR | 88,0 |
| Bad Reichenhall | BR | 90,3 |
| Baden Baden | SWF | 89,9 |
| Baden Baden | SWF | 92,5 |
| Bamberg | BR | 90,9 |
| Berlin | NWDR | 44,3 |
| Berlin | RIAS | 45,48 |
| Berlin | RIAS | 88,8 |
| Berlin | BFN | 87,6 |
| Berlin | RFB | 92,1 |
| Berlin | NWDR | 90,0 |
| Berlin | RIAS | 93,6 |
| Betzford | SWF | 89,4 |
| Betzford | SWF | 93,0 |
| Biedenkopf | HR | 91,2 |
| Biedenkopf | HR | 95,4 |
| Berchesgaden | BR | 89,7 |
| Blauen-Schwaben | SWF | 87,9 |
| Blauen-Schwaben | SWF | 95,7 |
| Bonn | NWDR | 89,7 |
| Bonn | BFN | 96,55 |
| Bremen | | 89,4 |
| Bremen | | 96,9 |
| Bremerhaven | | 91,8 |
| Brodjackriegel | BR | 91,5 |
| Brunswick | NWDR | 90,9 |
| Brunswich | BFN | 99,3 |
| Buchen | RFB | 92,7 |
| Buettelberg | BR | 87,6 |
| Bungsberg | NWDR | 91,5 |
| Buensberg | NWDR | 95,7 |
| Burgstall | BR | 88,8 |
| Coburg | BR | 90,0 |
| Colonia | NWDR | 89,7 |
| Colonia | NWDR | 93,3 |
| Danneberg | NWDR | 93,3 |
| Eifelsender | SWF | 88,2 |
| Eifelsender | SWF | 91,8 |
| Feldberg | HR | 88,5 |
| Feldberg | HR | 92,1 |
| Feldsberg/Schw. | SWF | 93,6 |
| Feldsberg/Schw. | SWF | 95,7 |
| Flensburg | NWDR | 93,0 |
| Frankfurt | AFN | 94,9 |
| Geislingen | SDR | 87,6 |
| Geislingen | SDR | 91,2 |
| Gelbesee | BR | 88,5 |
| Goetingen | NWDR | 88,8 |
| Goetingen | NWDR | 92,4 |
| Gruenten | BR | 90,5 |
| Haardkopf | SWF | 90,0 |
| Haardkopf | SWF | 93,6 |
| Hamburg | NWDR | 45,66 |
| Hamburg | NWDR | 88,5 |
| Hamburg | NWDR | 95,1 |
| Hamburg | NWDR | 96,3 |
| Hannover | NWDR | 93,0 |
| Hannover | NWDR | 97,8 |
| Hardberg | HR | 89,7 |
| Harz | NWDR | 41,7 |
| Heide | NWDR | 90,0 |
| Heine | NWDR | 93,6 |
| Heidelberg | SDR | 87,9 |
| Heidelberg | SDR | 91,5 |
| Heidelberg (2) | AFN | 93,9 |
| Herford | BFN | 96,6 |
| Hochrheinsender | SWF | 89,1 |
| Hochrheinsender | SWF | 92,7 |
| Hochst | AFN | 91,7 |
| Hohe linie | BR | 94,5 |
| Hohenpeissenberg | BR | 89,7 |
| Hohenpeissenberg | BR | 94,5 |
| Hornisgrinde | SWF | 89,4 |
| Hornisgrinde | SWF | 93,0 |
| Hostenberg | SWF | 87,6 |
| Hostenberg | SWF | 91,2 |
| Huehnerberg | BR | 93,3 |
| Kiel | NWDR | 94,2 |
| Kiel | NWDR | 99,0 |
| Kleve | NWDR | 91,5 |
| Koblenz | SWF | 90,9 |
| Koblenz | SWF | 94,5 |
| Kreuzberg | BR | 93,0 |
| Kreuzeck | BR | 93,0 |
| Landshut | BR | 87,9 |
| Landshut | BR | 90,9 |
| Langeberg | NWDR | 87,9 |
| Langeberg | NWDR | 89,1 |
| Langeberg | NWDR | 95,7 |
| Lindau | BR | 88,2 |
| Lindau | BR | 91,8 |
| Lingen | NWDR | 88,8 |
| Linz | SWF | 96,5 |
| Linz | SWF | 97,8 |
| Lubecca | NWDR | 87,9 |
| Mainz | SWF | 93,3 |
| Meissner | HF | 89,7 |
| Monschau | NWDR | 98,8 |
| Mortzberg | BR | 93,8 |
| Muehlacker | SDR | 88,4 |
| Muenster | NWDR | 94,9 |
| Munich | BR | 91,8 |
| Munich | BR | 88,2 |
| Norden | NWDR | 93,3 |
| Nordhelle | NWDR | 93,9 |
| Nueremberg | BR | 91,5 |
| Ochsenkopf | BR | 88,2 |
| Oldenburg | NWDR | 95,4 |
| Osnabrueck | NWDR | 93,6 |
| Passau | BR | 93,0 |
| Pfaffenberg | BR | 94,2 |
| Potzberg | SWF | 91,2 |
| Potzberg | SWF | 95,4 |
| Raichberg | SWF | 88,2 |
| Raichberg | SWF | 91,8 |
| Ringberg | BR | 90,9 |
| Rothbuehl | BR | 89,4 |
| Scharteberg | SWF | 88,2 |
| Scharteberg | SWF | 91,8 |
| Siegen | NWDR | 91,8 |
| Stuttgart | SDR | 90,9 |
| Stuttgart | SDR | 93,2 |
| Stuttgart | SDR | 94,5 |
| Tegernseer Tal | BR | 87,6 |
| Teutoburger Wald | NWDR | 90,6 |
| Teotoburger Wald | NWDR | 94,2 |
| Traunstein | BR | 89,1 |
| Ulm Wilhelmsburg | SDR | 87,9 |
| Ulm Wilhelmsburg | SDR | 91,5 |
| Waldburg | SWF | 92,4 |
| Waldenburg | SDR | 90,0 |
| Waldenburg | SDR | 93,6 |
| Weinbiet | SWF | 90,3 |
| Wendelstein | BR | 90,0 |
| Wendelstein | BR | 93,6 |
| Wertheim | SDR | 92,7 |
| Wittoh | SWF | 87,6 |
| Wittoh | SWF | 91,2 |
| Wolfsheim | SWF | 96,9 |
| Wolfsheim | SWF | 99,3 |
| Wuerburg | HR | 89,7 |
| Wuerburg | HR | 91,2 |

**Inghilterra**

| | [MHz] | [kW] |
|---|---|---|
| Blaen Plwy, Cardigan | 88,7 | 60 |
| Blaen Plwy, Cardigan | 90,9 | 60 |
| Blaen Plwy, Cardigan | 93,1 | 60 |
| Divis. North Ireland | 90,1 | 60 |
| Divis. North Ireland | 92,3 | 60 |
| Divis. North Ireland | 94,5 | 60 |
| Holme Moss, Yorks | 89,3 | 120 |
| Holme Moss, Yorks | 91,5 | 120 |
| Holme Moss, Yorks | 93,5 | 120 |

---

(1) Le abbreviazioni contenute nella lista:

| | |
|---|---|
| AFN | American Forces Network |
| BFN | British Forces Network |
| BR | Bayerischer Rundfunk |
| HR | Hessischer Rundfunk |
| NWDR | Nord West Deutscher Rundfunk |
| RFB | Radio Free Berlin |
| RFE | Radio Free Europe |
| RIAS | Radio In Americanischer Sektor |
| SDN | Suddeutscher Rundfunk |
| SWF | SudWest Funk |

(2) La stazione della V.O.A. Heidelberg della A.F.N. impiega modulazione d'ampiezza e non FM.

| | [MHz] | [kW] |
|---|---|---|
| Meldrun, Aberdeen | 88,7 | 60 |
| Meldrun, Aberdeen | 90,9 | 60 |
| Meldrun, Aberdeen | 93,1 | 60 |
| N. Hessary Tor, Devon | 88,1 | 60 |
| N. Hessary Tor, Devon | 90,3 | 60 |
| N. Hessary Tor, Devon | 92,5 | 60 |
| Penmon, Anglessey | 89,6 | 100 |
| Penmon, Anglessey | 91,8 | 100 |
| Penmon, Anglessey | 94,5 | 100 |
| Pontop Pike, Co Durham | 88,5 | 60 |
| Pontop Pike, Co Durham | 90,7 | 60 |
| Pontop Pike, Co Durham | 92,7 | 60 |
| Sutton Colfield, Warwiehs | 88,3 | 120 |
| Sutton Colfield, Waswichs | 90,5 | 120 |
| Sutton Colfield, Warwichs | 92,7 | 120 |
| Tacolneston, Norwich | 89,7 | 120 |
| Tacolneston, Norwich | 91,9 | 120 |
| Tacolneston, Norwich | 94,9 | 120 |
| Wenwoe, Glam. | 89,9 | 120 |
| Wenwoe, Glam. | 94,3 | 120 |
| Wenwoe, Glam. | 92,1 | 120 |
| Wrotham, Kent | 89,1 | 120 |
| Wrotham, Kent | 91,3 | 120 |
| Wrotham, Kent | 93,5 | 120 |

**Israele**

| | [MHz] |
|---|---|
| Gerusalemme | 88,3 |
| Gerusalemme | 89,3 |
| Gerusalemme | 90,3 |
| Tel Aviv | 92,3 |
| Tel Aviv | 93,3 |
| Tel Aviv | 93,6 |
| Tel Aviv | 94,3 |

**Italia**

| | |
|---|---|
| Bologna | 90,9 |
| Campo Imperatore | 95,1 |
| Campo Imperatore | 97,1 |
| Bolzano | 95,1 |
| Bolzano | 97,1 |
| Bolzano | 99,5 |
| Firenze | 93,9 |
| Genova | 89,5 |
| Genova | 91,9 |
| Genova | 94,9 |
| Maranza | 91,1 |
| Milano | 93,7 |
| Milano | 95,9 |
| Monte Peglia | 95,7 |
| Monte Peglia | 97,7 |
| Monte Peglia | 99,7 |
| Monte Penice | 94,2 |
| Monte Penice | 97,4 |
| Monte Penice | 99,9 |
| Monte Sant'Angelo (Gargano) | 88,3 |
| Monte Sant'Angelo (Gargano) | 90,7 |
| Monte Serra | 88,5 |
| Monte Serra | 90,5 |
| Monte Serra | 92,6 |
| Monte Venda | 88,1 |
| Monte Venda | 89,0 |
| Monte Venda | 89,9 |
| Napoli | 94,5 |
| Paganella | 88,6 |
| Paganella | 90,7 |
| Paganella | 92,7 |
| Monte Beigua | 93,9 |
| Monte Beigua | 96,7 |
| Monte Beigua | 98,9 |
| Roma | 89,7 |
| Roma | 91,7 |
| Roma | 93,7 |
| San Cerbone | 95,3 |
| San Cerbone | 97,3 |
| San Cerbone | 99,3 |
| Trieste | 91,3 |
| Trieste | 93,5 |
| Trieste | 96,3 |
| Torino | 92,1 |
| Torino | 95,6 |
| Torino | 98,2 |

**Marocco Francese**

| | |
|---|---|
| Agadir | 90,0 |
| Casablanca | 90,0 |
| Casablanca | 99,0 |
| Marrakech | 87,8 |
| Oudja | 90,0 |
| Rabat | 90,6 |
| Safi | 90,6 |
| Sebaa Aiounn | 88,4 |

**Olanda**

| | |
|---|---|
| Goes | 93,5 |
| Hilversum | 95,4 |
| Hilversum | 98,0 |
| Hulsbergen | 97,5 |
| Scheveningen | 94,0 |
| Hengelo | 97,2 |

**Norvegia**

| | |
|---|---|
| Lyndgdal | 97,6 |
| Voss | 93,3 |

**Portogallo**

| | |
|---|---|
| Lisbona | 90,0 |
| Lisbona | 94,3 |

**Saarre**

| | |
|---|---|
| Saarbruchen | 96,0 |

**Svezia**

| | |
|---|---|
| Stoccolma | 41,62 |
| Stoccolma | 92,4 |

**Svizzera**

| | |
|---|---|
| Sant'Antonio | 96,9 |
| Ladir | 95,7 |

**U.R.S.S.**

| | |
|---|---|
| Kiev | 65,75 |

**Città del Vaticano**

| | |
|---|---|
| Vaticano Città | 93,3 |
| Vaticano Città | 96,3 |

**Jugoslavia**

| | |
|---|---|
| Lubiana | 90,1 |

*(A. P.)*

**Canada**

Dal 5 settembre sulla scheda programmi di Radio Canadà sono avvenuti alcuni mutamenti: 19,45-20.00 su CKCS solamente; dalle ore 20,00-22,35 su CHOL-CKCS. Tutti gl altri servizi sono rimasti inalterati.

**China**

Radio Pechino ora trasmette un secondo programma ad onde corte. La scheda programma è:

| | |
|---|---|
| 22,30-23,00 | su 6790, 6810, 6890, 6997, 7370, 7485, 7770; |
| 23,15-02,00 | su 9170, 9390, 9460, 11100, 11515, 11600; |
| 03,50-07,00 | su 11100, 11515, 11600, 15465, 15590, 15710, 15880; |
| 09,50-13,00 | sulle stesse frequenze delle ore 23,15; |
| 13,10-15,00 | su 7370, 7485, 7770, 9170, 9330 9390, 9460. |

Il segnale di intervallo è irradiato al principio di ciascun periodo.

**Egitto**

Dal 1 Ottobre la scheda programmi in lingua italiana da Radio Cairo è come segue: 19,45 notizie, in un programma che comincia alle ore 19 e termina alle ore 20,00. Altri programmi per l'Europa: 20,00-21,00 Inglese, 21,00-22,00 Francese. Le notizie in inglese vengono trasmesse alle ore 19,45 ed in francese alle ore 21,00.

**Filippine**

FEBC «Far East Broadcasting Company» di Manila, ha cambiato il proprio nominativo di chiamata: sulla frequenza di 15300 esso è DZH9 e sulla frequenza di 11855 esso è DZH8 La stazione ora opera con 37 lingue dalle 22,00 alle 18,00 sulle frequenze di 680, 1030, 3345, 6030,9730, 11855, 15300, 17805 kHz.

**Formosa**

« The Voice of Free China » di Taipch trasmette alla terra cinese alle seguenti ore: 21,55-01,00. 03,55-06,00; 09,53-18,00 su 750, 4770, 5010, 7198, 11810, 15105. Tutte le stazioni trasmettono lo stesso programma alle stesse ore intieramente in cinese.

**Germania Occidentale**

« Deutsche Welle » ha dedicato nei giorni 22 e 23 agosto una trasmissione all'International Short Wave Club di Londra. La trasmissione della durata di 10' è stata irradiata alle ore 10,30 GMT su 9735, 11795, 15275 e ripetuta alle ore 15,00 GMT su 9640, 11945, 17845; alle ore 18,30 GMT su 7170, 9640, 11795; alle ore 22,30 su 7290, 9640, 11795; alle ore 03,00 su 5980, 7205, 9640.

**Guatemala**

Radio Nacional - TGWA - opera su 9768 kHz dalle ore 13,30 alle ore 07,00. La frequenza originaria però era 15170 (inattiva per lungo tempo). L'ascolto non è facile perchè la frequenza è disturbatissima.

**Haiti**

La stazione 4VEH di Cap Haitienne ha dedicato uno speciale programma all'I.S.W.C. di Londra il 3 Settembre alle ore 22,30 (durante l'effettuazione del suo programma europeo) su 15278 in parallelo con una delle frequenze seguenti: 9657-9672-9689.

**India**

I più importanti cambiamenti sulla scheda programmi dell'India, pubblicati da noi in uno dei nostri numeri, per i programmi in lingua inglese sono: 11,00-12,00 su 15285-17840 (per Cina-Corea-Giappone) e su 9755-11925 (per Australia-Nuova Zelanda); 14,30-15.30 su 11625-15150 per il Sud Est dell'Asia; 20,34-21,45 su 7065-9850 per l'Europa e su 7035-9820 per la Africa.

**Indonesia**

RRI (Radio Republik Indonesia) usa da qualche giorno la frequenza di 9865 kHz-YDF8- nel suo programma per l'Europa e per il servizio in arabo dalle 17,45 alle 21,00 (17,15 Arabo, 18,00 Francese, 19,00 Indonesia (al Martedì-Giovedì-Sabato in Olandese), 20 Inglese).

**La Radio in Indonesia**

Sensibili progressi sono stati compiuti nel campo della radioutenza indonesiana. Questa regione del globo, che conta 80 milioni di abitanti disseminati su tremila isole, ha oggi un'utenza radiofonica di 500 mila unità. Occorre tuttavia tenere presente che la ricezione è limitata ai centri urbani poichè nella campagna manca la corrente elettrica. Tutte le grandi isole sono sedi di stazioni trasmittenti: Giava ne possiede 9, Sumatra 5 e 2 ciascuna Borneo e Celebes.

**Laos**

« Radio Laos » è schedata come segue: 11,30-14,30 su 7145 e 9610 kHz.

**Libia**

La stazione delle « F.B.S. » dislocata a Bengasi è schedata come segue: 05,30-07,30 e 15,00-22,00 su 4930 (oppure 4965), 11,30-15,00 su 7220 kHz, potenza 7,5 kW.

**Mexico**

Le stazioni XEV (900) e XEWW (9500) « La Voz de la America Latina » sono in aria a partire dalle ore 12,45 fino alle ore 07,20 (trasmissione di notizie alle ore 15,00-21,30-01,45- 05,45) Da informazioni avute da varie fonti si conosce che in parallelo alla frequenza di 9500 viene adoperata quella di 15160 e che una stazione XEWA (540) opera con gli stessi orari sopradetti.

## sulle onde della radio

**Portogallo**

L'« Overseas Service » dell'« Emissora Nacional-Lisboa » ha iniziato le proprie trasmissioni in lingua Inglese. Questi programmi iniziano alle ore 15,30 e durano un'ora ed un quarto - dirette all'India Portoghese. L'ultima scheda programma del servizio « Ultramarino » di Radio Lisbona è la seguente:

| | |
|---|---|
| 12,00-14,00 | (per Macao e Timor) su 15125-17880 (oppure 17835); |
| 14,15-18,00 | (per India portoghese) su 15125, 15380; |
| 14,15-18,00 | (alla domenica - per Africa) su 17835; |
| 18,30-21,30 | (Africa) su 11996, 15125, 17835; |
| 22,00-01,00 | (per Brasile e Nuova Guinea) su 9775, 11915; |
| 01,15-03,30 | (per Nord America) su 5960, 9746 e 9765 (irregolarmente). |

**Somalia Italiana**

« Radio Mogadiscio » impiega la frequenza di 7072 (0,3 kW) e 4978 (4 kW) giornalmente come segue: 10,30-11,00 in Somalo, 11,00-11,45 in Italiano su 7072 kHz. Dalle ore 14,30 alle ore 16,00 e 17,00-18,00 in Somalo; 18,00-19,00 Italiano su 4978 e 7072 kHz.

**Stati Uniti d'America**

Il nuovo trasmettitore della Voce dell'America di Dallas (Texas) opera con la potenza di 500 kW - nominativo KK2XEZ.

Il programma in lingua spagnola dalla VOA può essere ascoltato dalle 21,30 alle 22,00 su 11830, 15130, 15165, 17795, 17880 (dagli Stati Uniti), 1196, 9540, 11805 (Monaco di Baviera), 11710 (Tangeri).

**Svizzera**

Dal I° Ottobre cambieranno anche i programmi della Radio Svizzera. Il programma invernale prevede alcune revisioni: 13,45-15,30 su 15305, 17720, 17784; 15,45-17,40 su 11865, 17720, 17784. La trasmissione per il Sud America comincia alle ore 0,015 su 9535, 11865, 15305. Il 2° programma per l'America latina comincerà alle ore 04,30 sulle frequenze di 9335, 15305. Tutte le altre trasmissioni sono rimaste invariate.

**Tangeri**

La « IBRA Radio Mission » - Casella Postale 822 (Box 822) - Stockolm 1 - ha inaugurato una trasmissione il 29 Luglio. Sono in uso due stazioni di 10 kW ad onde corte sulle frequenze seguenti: 9995, 11700, 15202, oppure quando necessario anche 15235. Sono richiesti rapporti di ricezione.

**Scambi Radiofonici fra l'Italia e la Francia**

Nel quadro degli stretti rapporti di collaborazione esistenti fra la RAI e la Radiotelevisione Francese è stata tenuta ultimamente una riunione del Comitato misto costituito fra i detti organismi, per il rinnovo del protocollo d'accordo che regola gli scambi radiofonici e televisivi fra i due Paesi. Per quanto riguarda i programmi, il documento contempla, fra l'altro, la sostituzione di alcune vecchie rubriche e l'istituzione di altre.

La trasmissione annuale della RTF « En flânant à travers la France » sarà sostituita da un programma mensile dal titolo « Promenades francaises » dedicato, per le prime 6 trasmissioni, alle città universitarie di Francia e, per le altre, a suggestivi « itinerari ». Da parte italiana si procederà in maniera analoga. La trasmissione mensile della RTF dedicata finora alle vedette del varietà nazionale, sarà sostituita da un programma di canzoni antiche e moderne ispirate a Parigi ed interpretate dai migliori artisti. L'altra trasmissione mensile della RTF « A vous Maestro! » sarà sostituita da un programma intitolato « Festival de Musique Légère », composto di opere originali o adattamenti di arie originali francesi. Da parte italiana farà riscontro un programma analogo. Inoltre, sia la RTF che la RAI, dedicheranno rispettivamente al Cinema francese e a quello italiano una delle trasmissioni semestrali dedicate alla letteratura, alla musica e al teatro dei rispettivi Paesi. Fra il Club d'Essai della RTF e il Terzo Programma della RAI è stato infine previsto un nuovo scambio di programmi d'alto livello artistico. *(r. tv.)*

## pubblicazioni ricevute

F. Carassa - **Sintesi dei bipoli e dei quadripoli** - Cesare Tamburini Editore, Milano, 1954 - Volume litografato di 319 pagine con numerose figure - Prezzo L. 1.800.

Il volume è il quinto della serie dell'Istituto di Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Milano. Esso tratta di un argomento che va assumendo una sempre maggiore importanza nella tecnica delle comunicazioni elettriche.

Dopo avere introdotto il lettore alle equazioni generali delle reti, ai concetti e alle definizioni del piano complesso delle frequenze, alle rappresentazioni analitiche delle immettenze (impedenze e ammettenze) di ingresso o di trasferimento, l'A. si occupa delle proprietà, delle condizioni di reale attualità delle immettenze d'ingresso e delle rappresentazioni analitiche dei bipoli nonchè del problema della sintesi dei bipoli.

Nei capitoli sesto e settimo, l'A. prende in considerazione i quadripoli.

L'ottavo capitolo è essenzialmente a carattere pratico e fornisce elementi utili al calcolo di approssimazione, tenendo conto degli elementi dissipativi in sede di progetto dei filtri.

Di particolare interesse, per i tecnici, i numerosi esempi pratici che accompagnano l'esposizione dei vari metodi di progetto.

*(L. Br.)*

H.L. Swaluw, J. van der Woerd, **Einführung in die Fernseh-Servicetechnik.** Un volume di VIII-274 pagine con 326 illustrazioni. Prezzo L. 3000. Edito nella Biblioteca Tecnica Philips. Concessionaria di vendita per l'Italia: Ditta RELEIM di C. Corticelli, via S. Tecla 5, Milano.

In forma piana e arguta l'A. introduce il lettore alla comprensione dei problemi tecnici relativi alla manutenzione di un ricevitore di TV. Del funzionamento di ogni circuito viene fornita una breve spiegazione teorica intesa ad indicare le possibili fonti di guasti. L'ultimo capitolo contiene una lunga serie di fotogrammi che riproducono immagini di monoscopio presentanti diversi difetti e per ciascuna suggerisce i rimedi più opportuni, con riferimento a due modelli di televisori di costruzione Philips. *(L. Br.)*

Cathode Ray of Wireless World, **Second Thoughts on Radio Theory.** Un volume di 412 pag. con 266 illustrazioni. Prezzo 25s 0d, netto. Edito per Wireless World da Iliffe and Sons Ltd. Londra, 1955.

Cathode Ray è uno pseudonimo ben conosciuto ai lettori della rivista inglese Wireless World. Da più di venti anni egli espone e spiega la teoria della radio dalle pagine di tale rivista, in modo piano e particolarmente efficace. Il volume si presenta come una raccolta di 44 dei più significativi articoli pubblicati da Cathode Ray tra il dicembre del 1934 e il giugno del 1954, ordinati secondo una progressione logica.

È un volume di lettura assai piacevole di notevole interesse didattico e di indubbio valore. *(L. Br.)*

G. Mannino Patanè - **Tecnica elettroacustica** - Volume di 251 pagine, con 118 illustrazioni e 15 tabelle - Editore U. Hoepli, Milano - L. 1.500.

A breve distanza dell'atteso secondo volume, della terza edizione, dell'opera *omnia* del nostro collaboratore ed autore Ing. Mannino Patanè, *La tecnica elettronica e sue applicazioni*, vede la luce la nuova pubblicazione in bella e significativa copertina a colori.

Come opportunamente avverte l'A. nella prefazione, si tratta della seconda edizione, anzi della ristampa, dell'opera *Diffusione sonora*, la quale, per il suo carattere e per la sua recente compilazione, non richiedeva aggiornamenti ed aggiunte. L'A, ha però approfittato della nuova edizione per darle un titolo più aderente al suo contenuto.

È infatti la tecnica elettroacustica che nel volume troviamo ampiamente svolta, in un insieme organico e rigoroso, attraverso elementi e deduzioni che sono alla base della tecnica stessa; tecnica facilitata dall'ottima veste tipografica e dalle nitide incisioni, nonchè da valutazioni e considerazioni complementari.

Invero, troviamo nell'opera nozioni esaurienti sull'acustica e sulle sue leggi, sui vari sistemi di diffusione sonora, non escluso quello ad alto livello da adottare dove si hanno forti rumori (officine, navi, ecc.), sulle varie distorsioni di fase, di ampiezza, di armoniche e di frequenza) che possono accompagnare le trasmissioni foniche, sulle unità e costanti di queste trasmissioni (decibel, neper, phon, impedenza acustica, coefficiente di assorbimento, tempo di riverberazione, costanti di propagazione, di attenuazione e di fase, ecc.), nonchè sulle caratteristiche e proprietà dei suoni: altezza, timbro, velocità, intensità, riflessione, rifrazione e diffrazione (all'aria libera o in presenza di mezzi eterogenei), anche nei riguardi dell'acustica degli ambienti, non trascurando metodi di prova e misure.

Le riproduzioni musicali e vocali esaminate alla luce delle risultanze di vari eminenti sperimentatori, così da fornire indicazioni sulle massime frequenze ammissibili sia praticamente, sia nei riflessi dei fattori economici, nonchè sul rapporto ottimo fra le frequenze di taglio inferiore e superiore, sulla distribuzione spettrale della potenza acustica nella gamme di frequenze abbracciate da ambedue le riproduzioni, sui mezzi di studio delle caratteristiche relative.

Degli altoparlanti, sia a cono che a tromba, normali o coassiali, mono o bifonici, spianati o enfasizzati, mette in chiara evidenza la costituzione, il comportamento, la risposta, la direttività, il rendimento, l'utilizzazione, ecc. Progetta infine, a titolo di esempio, allacciamenti di altoparlanti, della stessa o di differente potenza, con bobine mobili in serie, oppure in parallelo, o con sistemi misti, allacciate all'unico secondario di un solo trasformatore, oppure al secondario di singoli trasformatori, servendosi di grafici utilizzabili per qualsiasi impianto, comprese le linee di trasmissione a bassa oppure ad alta impedenza. Uno dei pregi del libro è appunto quello di mettere in grado il lettore di progettare razionalmente gli impianti di diffusione sonora mediante i nomogrammi, le tabelle, i dati sperimentali e gli esempi che abbondano in esso.

L'A. va lodato per essersi servito, nella stesura del libro, della metrologia del sistema Giorgi, che è, com'è noto, un sistema assoluto, perchè da quattro unità fondamentali, coincidenti con quelle adoperate nei campi meccanico ed elettrotecnico, discendono tutte le altre. Esso però si sostituisce, sopratutto per la sua razionalità, ai tre sistemi elettrostatico, elettromagnetico e pratico, con il notevole vantaggio di condurre ad una simmetria, davvero sorprendente, fra le formule del campo elettrico e quelle del campo magnetico, che non si riscontra nelle formule classiche. Inoltre, si sottrae alle vicende delle difficili misure assolute ed evita, per l'originalità dei concetti ai quali si ispira, la disparità fra definizioni teoriche e quelle delle unità in uso. Fra l'altro, il 4 $\pi$, che nei sistemi C. G. S. compare nelle formule relative alle configurazioni piane, nel sistema Giorgi va a posto, poichè lo troviamo nelle formule, dette appunto « razionalizzate » (come « razionale » viene pure chiamato detto sistema), che si riferiscono alle configurazioni sferiche.

L'A., non soltanto ha adottato il sistema Giorgi, o M. K. S., ma ne ha svolto, succintamente ed opportunamente, i concetti in un'appendice di ben 23 pagine fitte fitte, nella quale troviamo tabelle e dati che consentono di passare agevolmente dal sistema in parola ai sistemi C. G. S. elettrostatico ed elettromagnetico, o viceversa; considerato che unità e formule di questi ultimi sistemi s'incontrano ancora, purtroppo, in diversi manuali ed in diverse opere tecniche.

È un'opera, dunque, che, per chiarezza di esposizione, rigorosità e estensione di contenuto, dati ed elementi di progetto, va al di là, molto al di là, di quanto possa dire, o suggerire, il nuovo titolo.

*(p. m.)*

# Una Interessante Realizzazione

# La Stazione Mobile n° 19 Mk III

*Progettata per l'installazione a bordo dei mezzi corazzati, fu successivamente impiegata anche come stazione autotrasportata e come stazione a terra.*

(*parte prima di due parti*) dott. Giuseppe Borgonovo

## 1. - GENERALITÀ.

La STAZIONE RADIO N° 19 è stata in origine progettata per l'installazione a bordo dei mezzi corazzati, e successivamente impiegata anche come stazione autotrasportata e come stazione a terra.

Essa è stata costruita in tre modelli, che si differenziano soltanto per alcuni particolari meccanici interni: inglese, canadese ed americano. Di ciascuno di questi tipi esistono due serie di costruzione, contraddistinte dalle sigle Mk II° ed Mk III°; la sigla Mk I° indicava invece la stazione N° 22, la cui costruzione venne abbandonata quasi subito.

La stazione completa comprende un trasmettitore e ricevitore in onde corte di media potenza (20 W irradiati), un ricetrasmettitore ad onde ultracorte di piccola potenza, ed un amplificatore di B. F. impiegato quale interfono di bordo nelle installazioni sui mezzi corazzati. L'alimentazione è ottenuta a mezzo di un gruppo alimentatore in corrente continua dalle batterie di bordo del veicolo su cui la stazione stessa è installata. Completano il complesso un certo numero di scatole di commutazione per gli operatori, e un variometro d'aereo impiegato per la sezione onde corte; per alcune applicazioni particolari (stazioni a terra) è pure prevista un'apposita cassetta di giunzione che consente il comando a distanza dell'intera stazione a mezzo di una semplice linea telefonica.

Per l'impiego su veicoli la stazione è equipaggiata con aerei a stilo di diversa lunghezza, mentre per l'impiego quale stazione fissa o semifissa possono essere usati aerei a cannocchiale di una certa lunghezza (10, 20 m) nonchè aerei filari di vario tipo e lunghezza.

I dati meccanici delle singole parti componenti la stazione N° 19 sono riassunti nella seguente tabella.

Passiamo ora a descrivere le varie parti che compongono la stazione N° 19 Mk III°, indicando in dettaglio le differenze che intercorrono con il tipo Mk II°.

## 2. - L'APPARATO A.

Questa sezione comprende un ricevitore ed un trasmettitore ad onde corte, con copertura continua della gamma $2 \div 8$ MHz, suddivisi in due sottogamme, da 2 a 4,5 e da 4,5 ad 8 MHz. Il trasmettitore impiega i tubi 6K8 - EF50 - 6H6 - 807 ed è monocomandato con il ricevitore, per cui sono possibili soltanto collegamenti strettamente isoonda. Il ricevitore impiega invece i tubi 6K7 - 6K8 - 6K7 - 6K7 - 6B8.

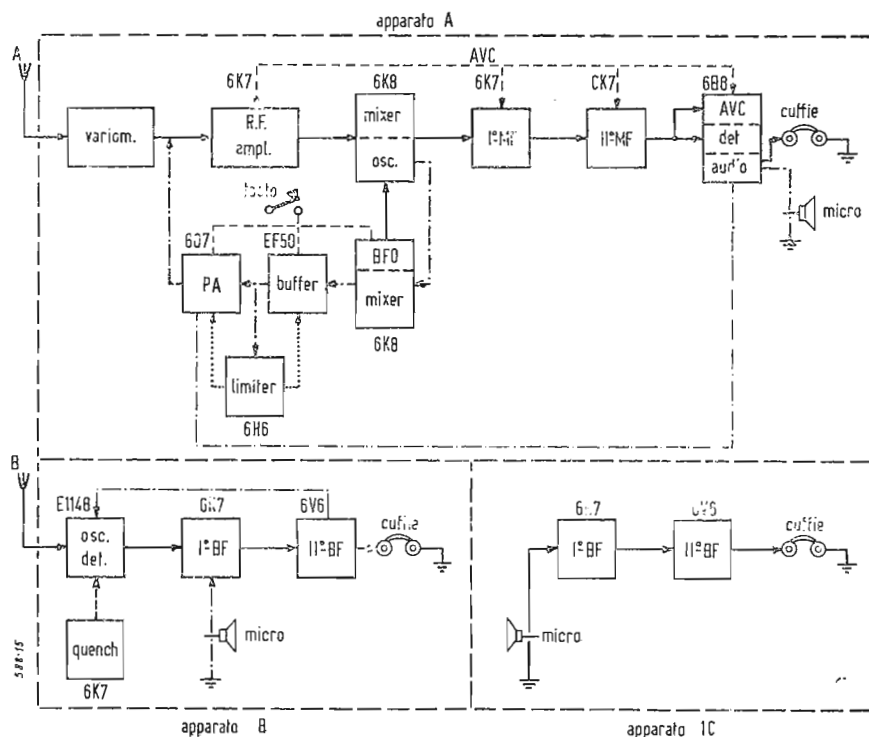



Fig. 2 - Stenogramma della stazione N. 19 Mk III.

Lo schema elettrico di questo apparato è visibile in fig. 2 e 3.

Il segnale in arrivo dall'antenna viene applicato al circuito accordato $L_{3A}$-$C_{3A}$, comandato separatamente da quelli

TABELLA 1.

*Dati meccanici della stazione N° 19 Mk III°.*

| Sezione | Peso [kg] | Dimensioni Fronte [mm] | Altezza [mm] | Profondità [mm] |
|---|---|---|---|---|
| Apparato ......... | 22,0 | 440 | 210 | 295 |
| Alimentatore ..... | 14,0 | 152 | 210 | 295 |
| Base elastica ..... | 6,7 | | | |
| Stazione completa. | 42,7 | 685 | 254 | 335 |

di sintonia; in trasmissione lo stesso circuito serve alla sintonia dello stadio di potenza a radiofrequenza. Attraverso il condensatore $C_{2A}$ esso viene trasferito alla griglia del tubo $V_{1A}$ (6K7) che funziona da amplificatore accordato a R.F. in circuito affatto convenzionale.

Successivamente il segnale passa al tubo convertitore $V_{2A}$ (6K8), la cui sezione triodo funge da oscillatore locale, e la sezione esodo da mescolatore. Un piccolo nucleo ferromagnetico $L/C_{101A}$, presente solo sugli apparati Mk III° consente di ottenere piccole variazioni di sintonia senza ricorrere al condensatore variabile; tale comando sposta naturalmente di pari frequenza sia il trasmettitore che il ricevitore. Il condensatore variabile multiplo è provvisto di demoltiplica meccanica, che nelle stazioni Mk III° è a doppio comando, con rapporti di trasmissione diversi.

Seguono due stadi di M.F. accordati alla frequenza di 465 kHz ed un tubo 6B8 montato in circuito normale, con la sezione pentodo quale amplificatore di B.F. ed i diodi rettificatori delle tensioni audio e del C.A.V. Quest'ultima, ritardata attraverso le resistenze $R_E$ ed $R_{1A}$ viene applicata alle griglie dei tubi amplificatori di M.F. e di R.F. Nelle stazioni Mk III° un interruttore sul pannello ($S/C_{105A}$) permette di escludere il C.A.V.

La sezione triodo del tubo $V_{2B}$ (6K8) funziona invece da oscillatore di nota per la ricezione di telegrafia non modulata.

Il segnale di uscita del tubo $V_{3A}$ (6B8) ottenuto alla presa intermedia del trasformatore di uscita $T_{2A}$ viene avviato al bocchettone $PL_{2A}$ e successivamente alla cassetta di commutazione.

Il trasmettitore si compone di tre stadi. Il suo monocomando con il ricevitore è realizzato nel modo seguente, allo scopo di ottenere una rigorosa messa in passo su tutta la scala e di eliminare qualsiasi complessa operazione di taratura e messa a punto: il segnale dell'oscillatore locale di conversione ($f \pm 465$ kHz) viene mescolato sulla sezione esodo del tubo $V_{2B}$ con quello dell'oscillatore di nota, preventivamente tarato esattamente a 465 kHz. Viene in tal modo riottenuta la frequenza esatta del segnale in arrivo, che viene successivamente amplificata. Un interruttore $S/C_{105B}$ (a pulsante sulle stazioni Mk II°; a pallina sugli apparati Mk III°) consente di eseguire il controllo dell'isoonda con la stazione corrispondente.

Il tubo $V_{2B}$ è sintonizzato in placca, ed il segnale viene trasferito al tubo $V_{5A}$ (EF50), che funziona da stadio pilota del tubo finale (807).

Il doppio diodo ($V_{6A}$ (6H6) provvede alla necessaria polarizzazione del tubo di potenza, rettificando a mezzo di una sezione, una parte della tensione di uscita dello stadio pilota. Tale stadio pilota è a sua volta controllato da una tensione ottenuta per rettificazione della sua tensione di uscita ed applicata alla sua griglia controllo con un opportuno ritardo ottenuto a mezzo del potenziometro semifisso $R_{43A}$. Si realizza in tal modo un vero e proprio controllo automatico della tensione di eccitazione, che viene mantenuta perfettamente costante al variare della frequenza di emissione.

Il tubo finale funziona in circuito convenzionale, ed il suo circuito anodico, comandato separatamente dagli altri circuiti di sintonia, è accoppiato al variometro di aereo a mezzo di una linea a bassa impedenza ricavata da una opportuna presa sulla bobina $L_{3A}$.

Durante il funzionamento dell'apparato in telefonia ed in telegrafia modulata, il tubo 807 è modulato di griglia dal tubo finale del ricevitore, mentre per il funzionamento in telegrafia non modulata esso viene manipolato per interruzione della tensione di schermo.

In telefonia il microfono viene applicato alla griglia controllo del tubo 6B8 attraverso il trasformatore $T_{3A}$, mentre il segnale di uscita viene applicato alla griglia del tubo 807 tramite il partitore capacitivo $C_{15E}$-$C_{17B}$, senza interposizione di alcun trasformatore di modulazione.

In telegrafia modulata invece il trasformatore $T_{2A}$ viene commutato col secondario nel circuito di griglia della 6B8, che funziona in tal modo da oscillatore ad una frequenza prossima ai 1000 Hz; tale tensione viene applicata nel modo visto precedentemente al tubo finale a R.F.; il tubo 6B8 invece è manipolato per interruzione della tensione anodica.

Tutte le operazioni relative al passaggio dall'uno all'altro tipo di emissione sono effettuate con la manovra del commutatore multiplo $S_{7A}$. Quelle relative invece al passaggio Ricezione-Trasmissione avvengono attraverso il relais multiplo $S_{5A}$, comandato dal pulsante microfonico.

Uno strumento commutabile a mezzo di $S_{8A}$ consente il rapido controllo di tutte le tensioni di alimentazione e dell'uscita del trasmettitore, per una rapida e precisa messa a punto.

Il collegamento tra il circuito anodico dello stadio finale del trasmettitore ed il variometro d'antenna è effettuato a mezzo di uno spezzone di cavo coassiale da 72 ohm di impedenza.

Il variometro comprende pure un piccolo trasformatore di corrente ($T_{1A}$) comprendente anche un rettificatore ad ossido $W_{1A}$. La tensione continua rettificata (proporzionale alla corrente d'aereo) viene inviata al trasmettitore tramite il cavo coassiale, ed attraverso la bobina di arresto $L_{7B}$, applicata allo strumento di controllo. Il potenziometro semifisso $R_{29A}$ accessibile togliendo il coperchio del variometro, consente di regolare l'ampiezza della deflessione dell'indice dello strumento.

Dato che una parte dell'avvolgimento del variometro viene cortocircuitata ogni 180° di rotazione del medesimo, i tratti in corrispondenza dei quali si effettua il cortocircuito sono stati segnati con tratti rossi sulla scala di lettura; occorre

*(il testo segue a pag. 344)*

Fig. 3. - Schema elettrico completo dell'apparato A (19 Mk III°).

# Stazione N° 19 Mk III° - Elenco dei componenti circuitali

| Rif. circ. | valore | tolleranza | portata |
|---|---|---|---|
| | [Ω] | [%] | [W] |
| $R_1$ A-F | 470 k | 20 | ¼ |
| $R_2$ A-F | 220 | 10 | ½ |
| $R_3$ A | 270 | 10 | ½ |
| B | 270 | 10 | ½ |
| $R_4$ A | 22 k | 10 | 1 |
| B | 22 k | 10 | 1 |
| $R_5$ A-E | 2200 | 10 | ¼ |
| $R_6$ B | 47 k | 10 | ¼ |
| D | 47 k | 10 | ¼ |
| F | 47 k | 10 | ¼ |
| G | 47 k | 10 | ¼ |
| H | 47 k | 10 | ¼ |
| $R_7$ A-D | 100 k | 10 | ¼ |
| G-K | 100 k | 10 | ¼ |
| L | 100 k | 20 | ¼ |
| I J | 100 k | 20 | ¼ |
| $R_8$ A | 1M | 20 | ¼ |
| B | 1M | 20 | ¼ |
| D | 1M | 20 | ¼ |
| H | 1M | 20 | ¼ |
| $R_9$ A-C | 1000 | 10 | ¼ |
| D | 1000 | 10 | ½ |
| E | 1000 | 10 | ¼ |
| $R_{10}$ A-C | 470 | 10 | ½ |
| $R_{11}$ A | 3300 | 10 | ½ |
| B | 3300 | 10 | ¼ |
| $R_{12}$ A | 68 k | 10 | ½ |
| $R_{13}$ A | 1M | var. | — |
| $R_{14}$ A | 6 | var. | — |
| $R_{15}$ A | 220 k | 20 | ¼ |
| $R_{16}$ A | 0,5 | 5 | ½ |
| $R_{17}$ A | 3900 | 10 | ¼ |
| $R_{18}$ A-C | 270 k | 10 | ½ |
| $R_{19}$ A | 82 k | 10 | ¼ |
| B | 82 k | 10 | ½ |
| $R_{20}$ A | 100 | 10 | ½ |
| B | 100 | 10 | ½ |
| $R_{21}$ A | 27 k | 10 | ¼ |
| B | 27 k | 10 | ¼ |
| C | 27 k | 10 | ¼ |
| $R_{22}$ A | 47 | 10 | ½ |
| $R_{23}$ A-E | 22 k | 10 | ¼ |
| $R_{24}$ A | 1,2 M | 5 | ½ |
| $R_{25}$ A | 1,2 M | 5 | 1 |
| $R_{26}$ A | 29 k | 2 | ¼ |
| $R_{28}$ A | 27 | 10 | ½ |
| $R_{29}$ A | 20 k | variabile | — |
| $R_{30}$ A | 30 | 5 | 2 |
| $R_{31}$ A | 2200 | 10 | ½ |
| $R_{32}$ A | 15 k | 10 | ¼ |
| $R_{33}$ A | 27 k | 10 | ½ |
| $R_{33}$ 1A | 47 k | 10 | ½ |
| $R_{34}$ A-C | 47 k | 10 | 1 |
| $R_{35}$ A | 100 k | variabile | — |
| $R_{36}$ A | 39 k | 10 | ¼ |
| $R_{37}$ A | 390 | 10 | 1 |
| $R_{38}$ A | 66 | 5 | 1 |
| $R_{39}$ A | 820 | 10 | 1 |
| B | 820 | 10 | ¼ |
| $R_{40}$ A-B | 20 | 10 | ½ |
| $R_{41}$ A-B | 3300 | 10 | ½ |
| $R_{42}$ A-C | 10 k | 10 | ¼ |
| $R_{43}$ A | 100 k | variabile | — |
| $R_{44}$ A | 39 k | 10 | 1 |
| $R_{45}$ A | 22 k | 10 | 2 |
| B | 22 k | 10 | 2 |
| $R/C_{101}$ A | 47 | 20 | 1 |
| $R/C_{102}$ A | 15 k | 10 | ½ |
| $R/C_{103}$ A | 1 M | 20 | ½ |
| $R/C_{104}$ A | 1500 | 10 | 2 |
| $R/C_{105}$ A | 10 k | variabile | — |

| Rif. circ. | tipo | valore | tolleran. | port. |
|---|---|---|---|---|
| | | [pF] | [%] | [V] |
| $C_1$ A | mica | 4000 | 20 | 2200 |
| $C_2$ A | mica | 500 | 20 | 1000 |
| B-E | mica | 100 | 20 | 1000 |
| $C_3$ A | var. aria | 16÷550 | — | — |
| $C_4$ A-X | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| $C_4$ AP | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| BP | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| CP | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| $C_5$ A | mica | 10000 | 10 | 600 |
| B | mica | 10000 | 10 | 600 |
| C | mica | 10000 | 10 | 600 |
| $C_6$ A | comp. cer. | 50 | 5 | 1300 |
| $C_7$ A | cer. (mica) | 30 | 20 | 1000 |
| B | cer. (mica) | 30 | 20 | 1000 |
| $C_8$ A | mica | 3100 | 5 | 600 |
| $C_9$ A | var. aria | 530max | — | — |
| B | var. aria | 530max | — | — |
| C | var. aria | 530max | — | — |
| D | var. aria | 530max | — | — |
| $C_{10}$ A | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| B | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| C | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| D | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| E | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| F | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| $C_{10}$ 1A | mica | 10 | 20 | 1000 |
| $C_{11}$ A | comp. aria | 6,5-140 | — | — |
| $C_{12}$ A | mica | 1780 | 3 | 1000 |
| $C_{13}$ A-F | ceram. | 140 | 2 | 350 |
| $C_{14}$ A | mica | 100 | 20 | 1000 |
| B | mica | 100 | 20 | 1000 |
| $C_{15}$ A-M | mica | 500 | 20 | 1000 |
| $C_{16}$ A | elett. | 12 μ | 0 + 100 | 50 |
| B | elett. | 12 μ | 0 + 100 | 50 |
| $C_{17}$ A | mica | 2000 | 20 | 1000 |
| B | mica | 2000 | 20 | 1000 |
| C | mica | 2000 | 20 | 1000 |
| $C_{18}$ A | mica | 20 | 20 | 1000 |
| $C_{19}$ A | ceram. | 90 | 20 | 1300 |
| $C_{20}$ A | mica | 2000 | 20 | 1000 |
| B | mica | 2000 | 20 | 1000 |
| $C_{21}$ A | mica | 20 | 20 | 1000 |
| B | mica | 7 | ±1pF | 1000 |
| $C_{22}$ A | olio | 0,025 μ | 20 | 500 |
| C | olio | 0,025 μ | 20 | 500 |
| $C_{23}$ A | mica | 5000 | 20 | 600 |
| $C_{24}$ A | mica | 1000 | 20 | 5 k |
| $C_{25}$ A | aria var. duplex | 2 x (2,5-6,5) | — | — |
| $C_{26}$ A | mica | 1000 | 25 | 1000 |
| $C_{27}$ A | ceram. classe D | 20 | 10 | 1300 |
| $C_{28}$ A | mica | 700 | 5 | 1000 |
| $C_{29}$ A-C | mica | 10000 | + 20-60 | 600 |
| $C_{30}$ A | mica | 1000 | 15 | 1000 |
| B | mica | 1000 | 15 | 1000 |
| $C_{31}$ A-C | elettr. | 2 μ | 0 + 100 | 350 |
| $C_{32}$ A | elettr. | 32 μ | + 50-10 | 450 |
| $C_{33}$ B | olio | 0,1 μ | 10 | 1500 |
| $C_{34}$ A | comp. cer. | 7-45 | — | — |
| $C_{35}$ A | comp. cer. | 4-30 | — | — |
| B | comp. cer. | 3-13 | — | — |
| $C_{36}$ A | mica | 10000 | 10 | 2200 |
| $C_{37}$ A | mica | 500 | 2 | 1000 |
| $C/C_{101}$ A | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| B | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| C | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| D | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| E | olio | 0,1 μ | 20 | 500 |
| $C/C_{102}$ A | olio | 0,5 μ | 20 | 30 |
| $C/C_{103}$ A | olio | 1 μ | 10 | 65 |
| $C/C_{104}$ A | olio | 0,004 μ | 10 | 1000 |
| $C/C_{105}$ A | elettr. | 20 μ | -10 + 50 | 450 |
| B | elettr. | 20 μ | -10 + 50 | 450 |
| $C/C_{106}$ A | olio | 0,1 μ | 10 | 1500 |
| $C/C_{107}$ A | elettr. | 12 μ | 10 | 100 |

| Rif. circ. | denominazione |
|---|---|
| $L_1$A | Variometro. |
| $L_2$A | Impedenza R. F. |
| $L_2$-1A | Impedenza R. F. |
| $L_2$B | Impedenza strumento di misura corrente aereo. |
| $L_3$ A | Induttanza di sintonia stadio finale trasmettitore. |
| $L_4$ A | Induttanza di sintonia placca stadio pilota. |
| $L_5$ A | Induttanza di sintonia oscillatore di nota. |
| $L_5$ B | Induttanza di accoppiamento. |
| $L_6$ A | Induttanza di sintonia placca stadio pilota. |
| $L_7$ A | Induttanza di sintonia sezione trasmitt. tubo $V_2$B. |
| $L_8$ A | Trasformatore di M. F. |
| $L_8$ B | Trasformatore di M. F. |
| $L_9$ A | Trasformatore di M. F. |
| $L_{10}$A | Impedenza R. F. circuito di griglia tubo $V_1$A. |
| $L_{11}$A | Induttanza di sintonia apparato B. |
| $L_{12}$A | Induttanza di blocco aereo apparato B. |
| $L_{13}$A | Impedenza di blocco per V.H.F. catodo tubo $V_7$A. |
| $L_{14}$A | Induttanza di sintonia dell'oscillatore di spegnimento. |
| $L_{15}$A | Induttanza anodica del tubo oscillatore di spegnimento. |
| $L_{17}$A | Impedenza R. F. circuito B.T. |
| $L_{18}$A | Impedenza R. F. circuito $A.T._2$ |
| $L_{19}$A | Bobina di eccitazione relais apparato A. |
| $L_{19}$B | Bobina di eccitazione relais apparato B. |
| $L_{21}$A | Induttanza di sintonia sezione trasmitt. tubo $V_2$B. |
| $L_{22}$A | Induttanza di sintonia stadio convert. ricevitore A Gamma 1. |
| $L_{22}$B | Induttanza di accoppiamento. |
| $L_{23}$A | Induttanza di sintonia stadio mescolatore ricevitore A Gamma 2. |
| $L_{23}$B | Induttanza di accoppiamento. |
| $L_{24}$A | Induttanza di sintonia oscillatore di conversione. Gamma 1. |
| $L_{24}$B | Induttanza di accoppiamento. |
| $L_{25}$A | Induttanza di sintonia oscillatore di conversione. Gamma 2. |
| $L_{25}$B | Induttanza di accoppiamento. |
| $L_{26}$A | Induttanza di blocco aereo apparato B. |
| $L/C_{101}$A | Impedenza di filtro secondario $AT_1$ vibratore. |
| $L/C_{102}$A | Impedenza di filtro primario vibratore. |
| $L/C_{103}$A | Correttore di frequenza. |
| $W_1$A | Raddrizzatore ad ossido. |
| $T_1$A | Trasformatore per misura corrente di aereo apparato A. |
| $T_2$A | Trasformatore di uscita apparato A ed oscillatore B. F. |
| $T_3$A | Trasformatore microfonico apparato A. |
| $T_4$A | Trasformatore microfonico apparato B. |
| $T_4$B | Trasformatore microfonico apparato IC. |
| $T_5$A | Trasformatore di uscita apparato B. |
| $T_6$A | Trasformatore di uscita apparato IC. |
| $T/C_{101}$A | Trasformatore di alimentazione del vibratore. |

Fig. 4. - Schema elettrico completo dell'apparato B (19 Mk III°).

evitare con cura di effettuare la sintonia di aereo in corrispondenza di tali tratti.

Le scale di sintonia dell'apparato *A* sono provviste di un dispositivo meccanico di onda predisposta, che consente di prefissare due onde di lavoro con possibilità di passaggio istantaneo dall'una all'altra.

La portata dell'apparato *A* con aereo a stilo della lunghezza di 2,80 m su mezzi in marcia, è di 16 km in fonia e di 30 in telegrafia. Con aerei di maggiore efficienza essa aumenta in proporzione, tanto che si sono ottenute portate in fonia superiori ai 400 km tra stazioni fisse.

L'azione del correttore di frequenza ($L/C_{103A}$) montato sulle stazioni 19 Mk III° è di $\pm 1$ kHz alla frequenza di 2 MHz; e di $\pm 4$ kHz alla frequenza di 8 MHz.

Dato che il tubo 6K8 diventa attualmente di reperimento piuttosto difficile, esso può essere perfettamente sostituito dal tubo 6TE8/GT di fabbricazione corrente. Per tale sostituzione occorre collegare elettricamente i piedini 1 e 5 degli zoccoli, dopo averli liberati dalle eventuali connessioni che vi fosser appoggiate. A modifica eseguita lo zoccolo potrà ospitare indifferentemente sia il tubo 6TE8 che il tubo 6K8.

Fig. 5 - Schema elettrico completo dell'apparato IC (19 Mk III°).

Dato che il livello di modulazione in telefonia dell'apparato *A* è piuttosto scarso, esso potrà essere notevolmente aumentato adattando l'ingresso per microfono a carbone anzichè per microfono magnetodinamico; detta modifica verrà illustrata in dettaglio parlando delle scatole di commutazione.

## 3. - L'APPARATO B.

Questa sezione comprende un ricetrasmettitore in onde ultracorte con copertura della gamma compresa tra 230 e 240 MHz.

Questa sezione non consente la trasmissione in telegrafia ed è alimentata interamente dalla sezione 265 V.

L'antenna normalmente impiegata è uno stilo della lunghezza di 60 cm, che consente una portata dell'ordine di $1 \div 1{,}5$ km.

Lo schema elettrico di principio dell'apparato *B* è visibile in fig. 2, mentre la fig. 4 mostra lo schema completo.

Il tubo $V_{7A}$ (E1148 oppure CV6) funziona alternativamente da oscillatore modulato o da rivelatore a superreazione. Nel primo caso la modulazione anodica viene applicata al tubo tramite il trasformatore di modulazione $T_{5A}$, mentre nel secondo viene applicata al tubo rivelatore una tensione a frequenza ultraacustica generata dal tubo $V_{1D}$ (6K7). La tensione audio rivelata viene applicata al tubo preamplificatore $V_{1E}$ (6K7) e successivamente al tubo finale $V_{8A}$ (6V6). Nel circuito di griglia del tubo preamplificatore è inserito il regolatore di volume $R_{35A}$.

Al passaggio in trasmissione il microfono viene inserito in griglia del tubo $V_{1E}$ tramite il trasformatore $T_{4A}$; come nell'apparato *A* la cuffia non viene esclusa al passaggio in trasmissione, per cui l'operatore può controllare il regolare funzionamento dell'apparato ascoltando la propria modula

Fig. 6. - Vista interna superiore dell'apparato.

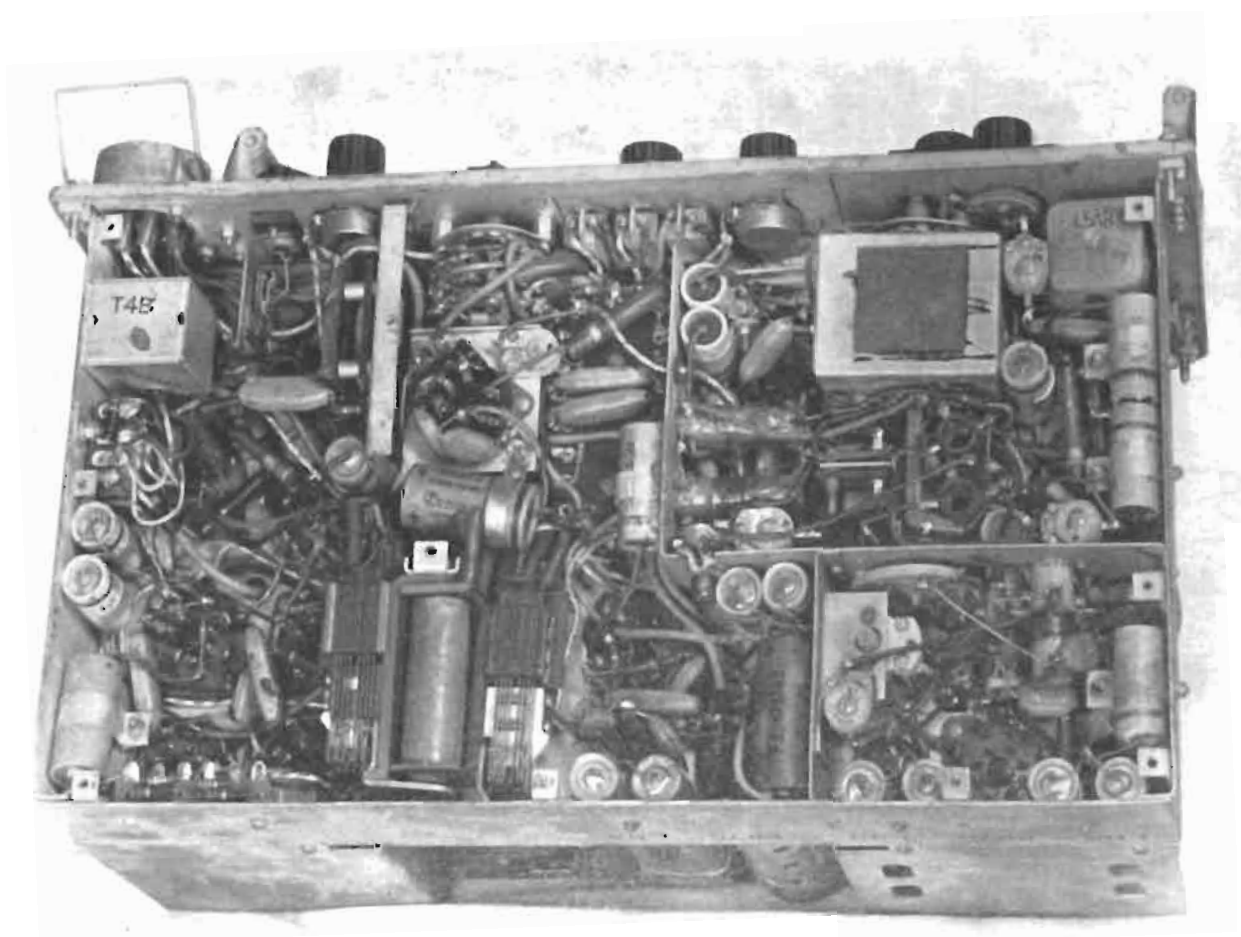



Fig. 7. - Vista interna inferiore dell'apparato.

zione. Il trasformatore di modulazione $T_{5A}$, è provvisto di due avvolgimenti separati per il secondario anodico del tubo modulato e per le cuffie.

L'interruttore $S_{1rB}$ consente di escludere od includere a piacere l'apparato $B$, analogamente a quanto avviene per l'apparato $A$ e per l'amplificatore IC.

Fig. 8. - Schema elettrico dell'alimentatore N. 1.

Fig. 9. - Schema elettrico dell'alimentatore N. 2 e dei cavi di collegamento.

La resistenza indicata sullo schema con la nota $R_{331A}$, posta in parallelo ad $R_{33A}$ serve per consentire il funzionamento del tubo E1148 sugli apparecchi di costruzione canadese od americana. Usando il tubo inglese CV6 (o VR135) tale resistenza va esclusa per ottenere la massima sensibilità.

Il cavo coassiale di collegamento tra l'apparato $B$ e l'aereo, della lunghezza di 2,10 m, risuona alla frequenza di 235 MHz ossia in centro banda: per nessuna ragione esso deve essere accorciato sotto pena di messa fuori servizio della parte trasmittente.

L'induttanza della valvola oscillatrice alla frequenza di spegnimento del rivelatore superrigenerativo è regolabile a mezzo di un nucleo magnetico facente capo al comando QUENCH. Tale comando non richiede normalmente nessuna regolazione, salvo nel caso che si abbia una maglia di numerosi apparati $B$ in funzione, nel qual caso si potrebbero lamentare seri disturbi alla ricezione, dovuti alla reirradiazione da parte dei circuiti rivelatori. La opportuna regolazione della frequenza di spegnimento a mezzo di tale comando, dietro istruzioni della stazione capo maglia, potrà eliminare del tutto l'inconveniente.

A differenza che per l'apparato $A$ (che richiede la sintonia successiva di due gruppi di circuiti) tutte le operazioni di sintonia dell'apparato $B$ sono comandate dalla manopola di comando del condensatore variabile $C_{25A}$, contrassegnata TUNING B. Le operazioni necessarie alla commutazione Ricezione-Trasmissione sono comandate dal relais $S_{5B}$ controllato direttamente dal pulsante microfonico.

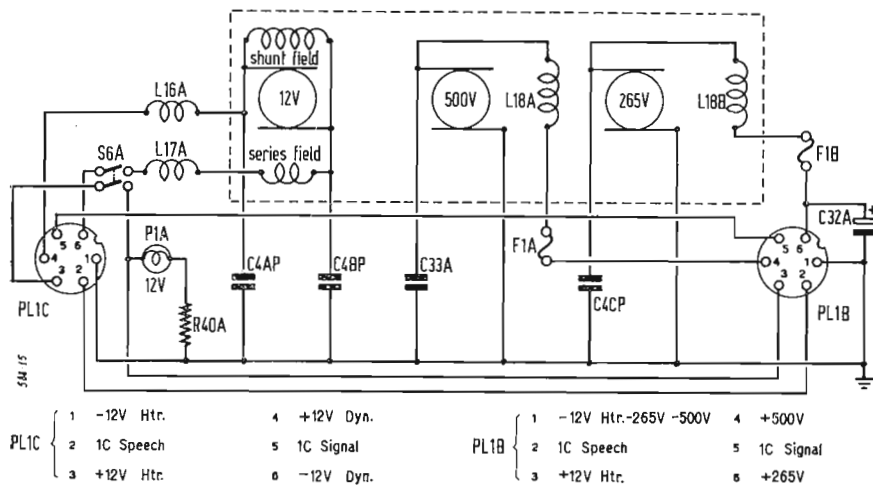
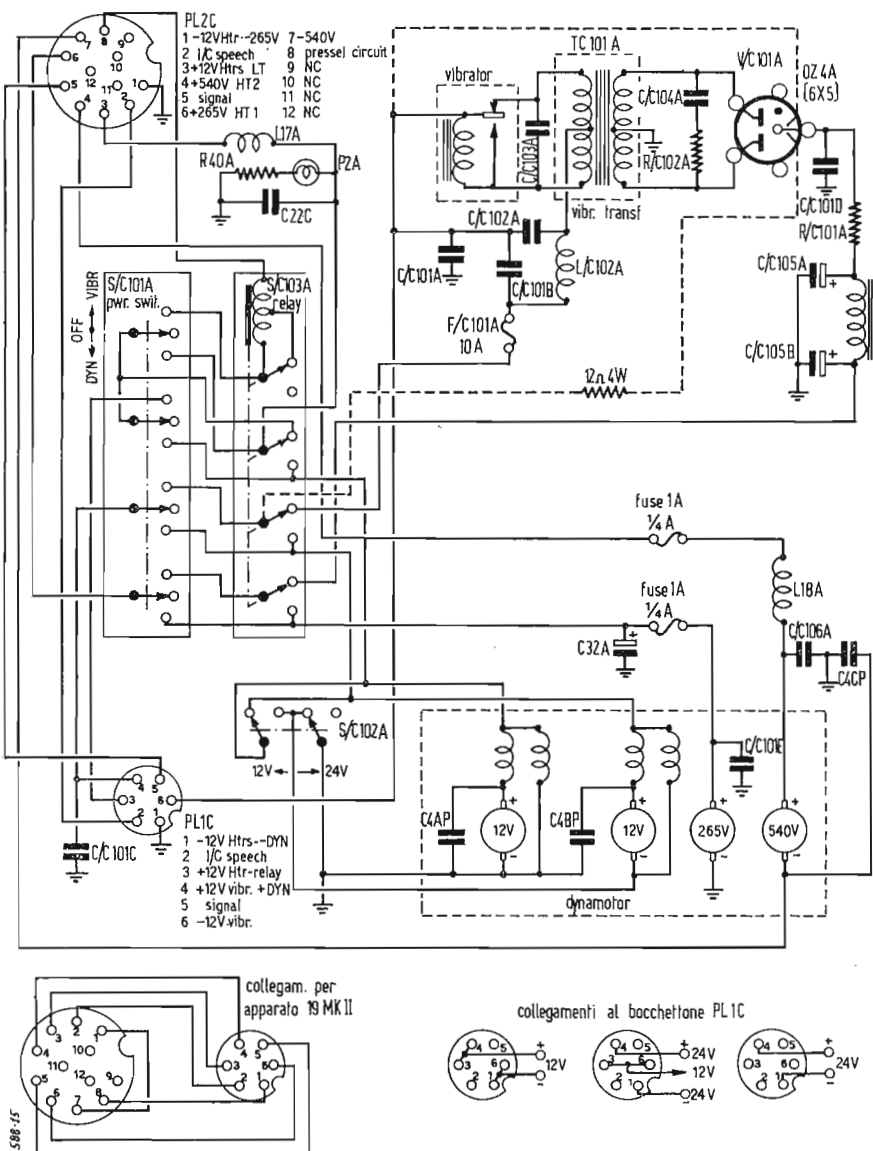
## 4. - L'APPARATO IC.

Questa sezione, che fa parte di tutte le stazioni N° 19, viene impiegata unicamente nella installazione a bordo di mezzi corazzati, ed eccezionalmente a bordo di altri mezzi mobili quale amplificatore interfonico tra i membri dell'equipaggio.

Impiega un tubo 6K7 in funzione di preamplificatore ed un tubo 6V6 come tubo finale. Non esiste alcun regolatore di volume ed il circuito di fig. 5 è del tutto normale.

Dato che le valvole della stazione N° 19 sono alimentate con sistema serie-parallelo, per consentire l'accensione a 12 V, l'interruttore $S_{10C}$ che esclude il funzionamento dell'apparato $IC$, comanda solo l'interruzione della tensione anodica, mentre i filamenti restano accesi, per spegnersi solo quando venga escluso anche l'interruttore $S_{10B}$.

Tutte le stazioni N° 19 sono provviste di due bocchettoni, facenti capo rispettivamente all'unità di alimentazione ed alla scatola di commutazione.

Il bocchettone di collegamento all'alimentatore è del tipo a 6 contatti sulle stazioni Mk II°, mentre sulle stazioni Mk III° esso è del tipo a 12 contatti; le connessioni ai piedini di tale bocchettone, contrassegnato sugli

schemi con la sigla $PL_{2B}$ sono le seguenti:

| Stazione N° 19 Mk II° | Stazione N° 19 Mk III° |
|---|---|
| Piedino N° 1. -540 V, -265 V, -12 V. | Piedino N° 1. -12 V, -265 V. |
| Piedino N° 2. Uscita BF apparato *IC*. | Piedino N° 2. Uscita BF. apparato *IC*. |
| Piedino N° 3. + 12 V. | Piedino N° 3. + 12 V. |
| Piedino N° 4. + 540 V. | Piedino N° 4. + 540 V. |
| Piedino N° 5. Buzzer pilota. | Piedino N° 5. Buzzer pilota. |
| Piedino N° 6. + 265 V. | Piedino N° 6. + 265 V. |
| | Piedino N° 7. Pulsante microfonico. |
| | Piedino N° 8. Non collegato |
| | Piedino N° 9. Non collegato |
| | Piedino N° 10. Non collegato |
| | Piedino N° 11. Non collegato |
| | Piedino N° 12. Non collegato |

Il bocchettone di collegamento con la scatola di commutazione è a 12 contatti su tutte le stazioni; i collegamenti sono i seguenti:

Piedino N° 1. Entrata microfono apparato *A*.
Piedino N° 2. Entrata microfono apparato *B*.
Piedino N° 3. Entrata microfono apparato *IC*.
Piedino N° 4. Uscita B.F. apparato *A*.
Piedino N° 5. Uscita B.F. apparato *B*.
Piedino N° 6. Uscita B.F. apparato *IC*.
Piedino N° 7. Pulsante di comando apparato *A*.
Piedino N° 8. Pulsante di comando apparato *B*.
Piedino N° 9. Buzzer pilota.
Piedino N° 10. + 12 V.
Piedino N° 11. Non collegato.
Piedino N° 12. Non collegato.

## 5. - ALIMENTATORI.

### 5.1. - Alimentatore N. 1.

Questo alimentatore è stato costruito per essere impiegato sulle stazioni N° 19 Mk II° fino al 1942, dopo di che è stato sostituito dall'alimentatore N° 2 anche per queste stazioni. Lo schema elettrico di esso è visibile in fig. 8. Si compone di un survoltore rotante del tipo a 3 collettori, alimentato da una sorgente di corrente continua della tensione di 12 V.

Due fusibili con rottura a 250 mA proteggono gli avvolgimenti ad alta tensione del survoltore, le cui caratteristiche elettriche sono:

Primario: 12 V; a 9,8 A.
Secondario I°: 265 V; a 110 mA.
Secondario II°: 500 V; a 50 mA.

Dato che il negativo B.T. del survoltore non è collegato a massa, è possibile impiegare la stazione a bordo di veicoli equipaggiati con impianto elettrico a 24 V, collegando i filamenti tra la massa (negativo) ed il centro elettrico della batteria, ed il survoltore tra il centro elettrico suddetto ed il positivo.

Poichè in posizione di trasmissione il consumo del survoltore è assai maggiore di quello dei filamenti, una eventuale interruzione della presa centrale porterebbe alla immediata fine di tutte le valvole; per questa ragione occorre proscrivere nel modo più assoluto l'impiego di fusibili nel circuito della presa centrale.

### 5.2. - Alimentatore N. 2.

Questo alimentatore fa parte della stazione N° 19 Mk III°. Può tuttavia essere impiegato anche sulle stazioni Mk II° previa una lieve modifica del circuito di quest'ultima.

Esso può essere impiegato in impianti equipaggiati sia per 12 V che per 24 V; nel caso di impianti a 24 V si può usare sia il sistema di collegamento a tre fili che quello a due fili.

L'alimentatore N° 2 (schema elettrico in fig. 9) comprende due alimentatori distinti; il primo è un alimentatore del tipo a vibratore non sincrono, il secondo un survoltore rotante a 4 collettori.

La sezione a vibratore è stata prevista principalmente per alimentare il ricevitore dell'apparato A con un minimo assorbimento di corrente dalla sorgente di alimentazione. Esso fornisce alla tensione di 265 V un'uscita sufficiente ad alimentare contemporaneamente fino a due dei tre apparati (ricevitore *A*, apparato *B* intero, apparato *IC*), *ma non i tre insieme*. Essa non può alimentare il trasmettitore dell'apparato A in quanto non fornisce la tensione di 540 V. Sia il vibratore (del tipo ad eccitazione in parallelo) che la valvola raddrizzatrice a catodo freddo (OZ4A) sono sostituibili facilmente con quelli di ricambio che trovano posto in apposito compartimento ricavato nella parte inferiore dello chassis. In serie al vibratore è inserito un fusibile da 10 A.

Dato che il tubo OZ4A è di difficile reperimento, esso potrà essere convenientemente sostituito da un tubo 6X5/GT, previo collegamento del circuito di accensione. Dato che questo è a 12 V occorre inserire in serie alla valvola una adatta resistenza di caduta (12 ohm/4 W). La modifica è indicata anche in fig. 9.

Il survoltore rotante fornisce le tensioni necessarie al funzionamento contemporaneo di tutte le sezioni della stazione N° 19, ma il consumo dalle batterie è naturalmente assai maggiore di quello del vibratore. Al passaggio in trasmissione un apposito relais ($S/C_{103A}$) comandato dal pulsante microfonico trasferisce l'apparato dal vibratore al survoltore. Quest'ultimo possiede oltre ai due avvolgimenti di alta tensione anche due avvolgimenti di bassa tensione del tutto identici: questi vengono connessi in parallelo per il funzionamento a 12 V, ed in serie per il funzionamento a 24 V. Tali operazioni vengono eseguite a mezzo del commutatore $S/C_{102A}$ accessibile estraendo l'alimentatore dalla sua cassetta.

L'inserzione dell'alimentatore N° 2 è comandata dall'interruttore a tre posizioni $S/C_{101A}$. Nelle due posizioni di funzionamento, contrassegnate rispettivamente VIBR e DYN le connessioni sono le seguenti:

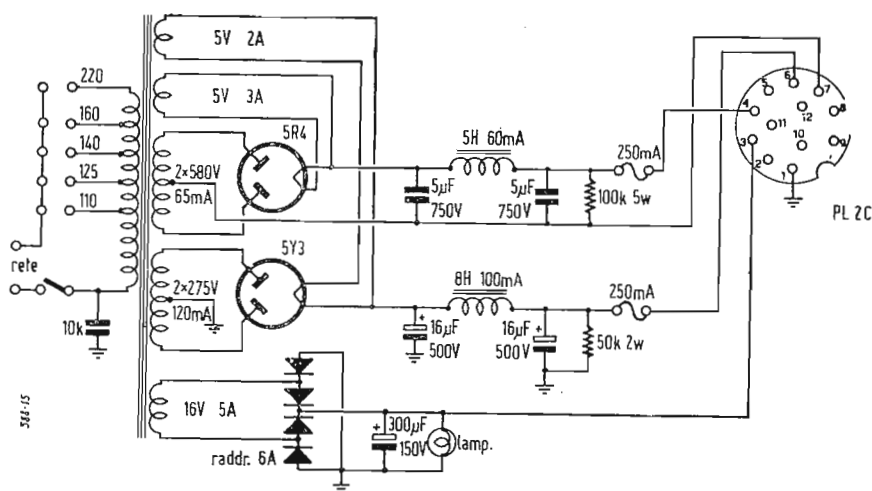



Fig. 10. - Schema elettrico dell'alimentatore in corrente alternata.

TABELLA II — *Caratteristiche dell'alimentatore N. 2 per stazioni N° 19 Mk III°.*

| Funzione | Posizione di $S/C_{101A}$ | Ingresso [V] | [A] | HT1 (265) [V] | [mA] | HT2 (540) [V] | [mA] |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Ricevitore *A* | VIBR. | 12 | 3,6 | 260 | 48 | | |
| Ricevitore *A* | VIBR. | 24 | 1,8 | 259 | 46 | | |
| Trasmettitore A, fonia | VIBR. | 12 | 8,6 | 265 | 42 | 542 | 25 |
| Trasmettitore A, fonia | VIBR. | 24 | 4,3 | 269 | 42 | 550 | 25 |
| Ricevitore *A*; *B*; *IC* | DYN. | 12 | 9,8 | 257 | 95 | | |
| Ricevitore *A*; *B*; *IC* B | DYN. | 24 | 4,9 | 263 | 98 | | |
| *IC*, trasmettitore *A* e *B*, fonia | DYN. | 12 | 12 | 255 | 113 | 536 | 20 |
| *IC*, trasmettitore *A* e *B*, fonia | DYN. | 24 | 5,8 | 260 | 116 | 543 | 22 |

*a*) Interruttore in posizione VIBR.

Nel caso di alimentazione a 12 V il vibratore, il relais $S/C_{103A}$ ed i filamenti dell'apparato sono connessi in parallelo.

Nel caso di alimentazione a 24 V e collegamento a tre fili i filamenti dell'apparato sono connessi in parallelo col relais $S/C_{103A}$, ed in serie con il vibratore. Il punto di giunzione tra i filamenti ed il vibratore è collegato al centro elettrico della batteria a 24 V. I consumi sulle due sezioni di batteria sono sensibilmente uguali, e differiscono in ogni caso di meno di 1 A.

Quando l'apparato *A* viene commutato in trasmissione il relais $S/C_{103A}$ trasferisce l'apparato dal vibratore al survoltore. Nel caso di alimentazione a 12 V i due avvolgimenti di B.T. sono connessi in parallelo con i filamenti; nel caso invece di alimentazione a 24 V (tre fili) i due avvolgimenti di B.T. del survoltore sono collegati in serie ed il relais $S/C_{103A}$ trasferisce i filamenti al punto di collegamento tra i due avvolgimenti del survoltore. In queste condizioni solo la corrente circolante nell'avvolgimento del relais viene derivata dalla presa centrale della batteria.

Nel caso di alimentazione a 24 V con collegamento a due fili il vibratore viene escluso ed il funzionamento è analogo al caso sopradescritto.

*b*) Interruttore in posizione DYN.

Con alimentazione a 12 V i filamenti sono in parallelo con gli avvolgimenti B.T. del survoltore. Con batterie a 24 V essi sono invece connessi al centro dei due avvolgimenti B.T. connessi in serie. In queste condizioni si può impiegare sia il sistema a 3 che quello a 2 fili.

I consumi in varie condizioni di lavoro sono riassunti nella Tabella II.

Se l'alimentatore N° 2 viene usato in unione a stazioni Mk III° il cavetto di collegamento con l'apparato è provvisto di due bocchettoni a 12 contatti, mentre per l'uso con stazioni Mk II° esso monta un bocchettone a 12 contatti ed uno a 6, connessi come da fig. 9.

Le modifiche da apportare alla stazione N° 19 Mk II° per l'impiego dell'alimentatore N° 2 sono le seguenti:

1) Distaccare il collegamento di massa dal piedino 1 del bocchettone a 6 contatti posto sull'apparato.

2) Collegare detto piedino rimasto libero al piedino 7 del bocchettone a 12 contatti; dato che tale bocchettone è di scomodo accesso si ricorda che il piedino N° 7 di esso fa capo ad uno dei due contatti dell'interruttore in chiusura posto sul jack del tasto telegrafico.

Sulle stazioni N° 19 Mk II° modificate non potrà più essere usato l'alimentatore N° 1, salvo ripristino delle connessioni originali.

*(il testo segue a pag. 376)*

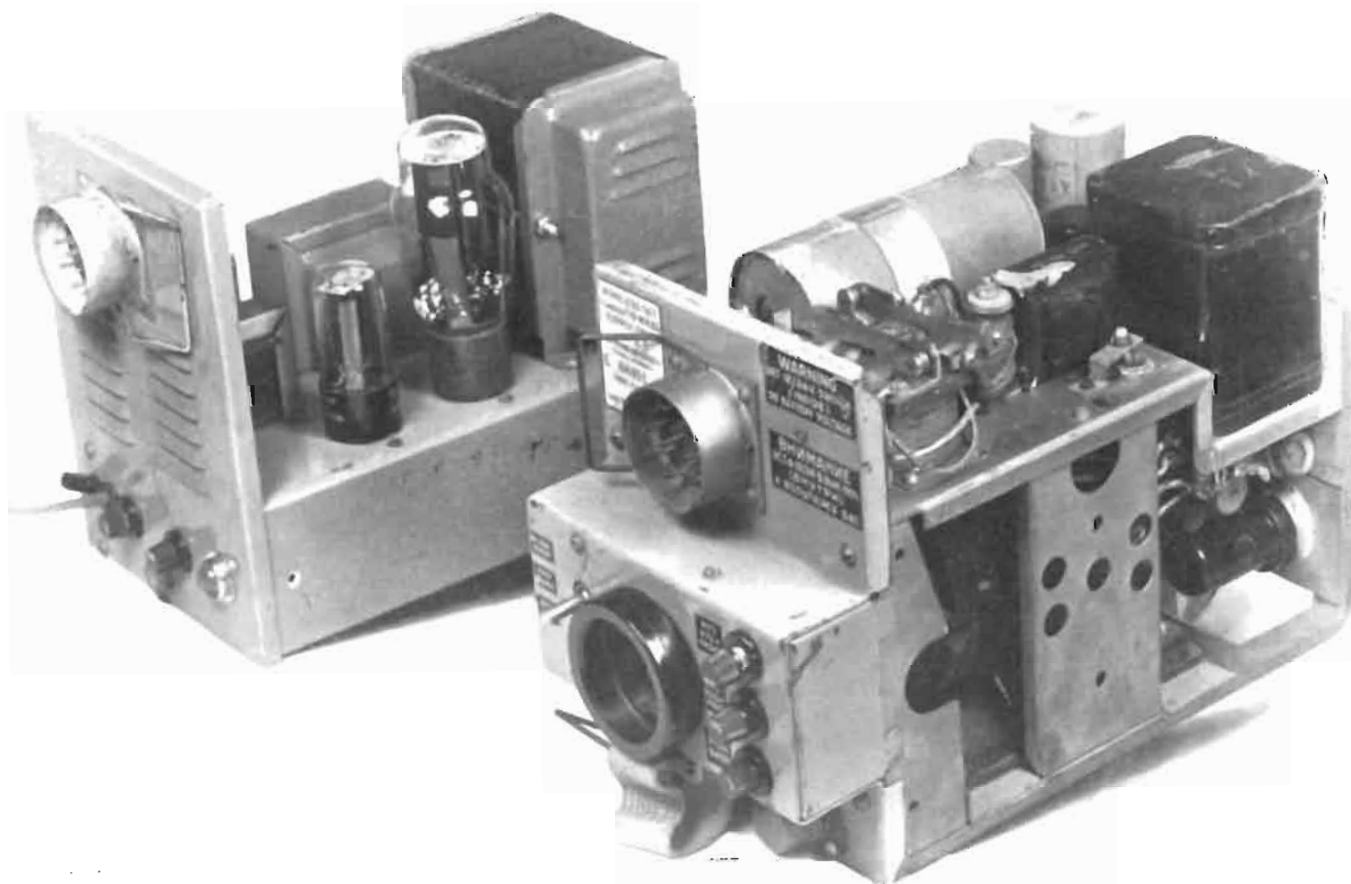



Fig. 11. - Vista dell'interno dell'alimentatore N. 2; a fianco l'alimentatore in corrente alternata.

### Cinematografia elettronica a colori

La Radio Corporation of America (RCA), sta perfezionando il nuovo registratore a nastro magnetico di recente annunciato dal suo Presidente David Sarnoff. Questo registratore potrà riprodurre i programmi televisivi anche a colori in maniera da permetterne la visione a volontà, come ora avviene per un pezzo di musica o per un discorso.

Il perfezionamento si riferisce a numerose applicazioni da utilizzare nel settore dell'industria televisiva e cinematografica e nell'ambito delle case. Un primo registratore di immagini e di suoni RCA è stato costruito per la National Broadcasting Company di New York ed è correntemente impiegato negli studi televisivi dell'ente. (*u. s.*)

### Impianti TV in Parlamento e allo stadio Olimpico

Dopo i felici esperimenti di trasmissione televisiva diretta dalle due Camere, la RAI ha deciso, d'accordo con le competenti Autorità, di predisporre nelle aule di Montecitorio e di Palazzo Madama un impianto fisso di ripresa televisiva. I lavori riguardano il rafforzamento dell'impianto di illuminazione e prevedono inoltre la posa di cavi-camera fissi, in modo da consentire una più pronta esecuzione delle eventuali riprese.

Analoghi lavori sono in progetto per lo Stadio Olimpico di Roma. (*r.tv.*)

### La televisione a Napoli

Dal 24 dicembre il servizio televisivo, come è noto, verrà esteso ufficialmente alla città di Napoli e dintorni. La sera stessa alle 20,30, in apertura dei programmi televisivi, il Presidente della RAI, prof. Antonio Carrelli, rivolgerà un saluto e un augurio ai telespettatori italiani e in particolare a quanti per la prima volta seguiranno da Napoli le trasmissioni televisive.

Per celebrare l'arrivo della Televisione sul Golfo, il giorno 30 verrà quindi trasmessa una "serata.. dedicata esclusivamente a Napoli.

Dopo un documentario sulla città appositamente realizzato, verrà ripreso, dalla Sala del Conservatorio di S. Pietro a Majella, un concerto di musiche di scuola napoletana.

Al termine del concerto verrà messo in onda da Milano la celebre commedia scarpettiana "Miseria e nobiltà,,. Sarà questa, anche la prima volta in cui Eduardo De Filippo e la sua Compagnia agiranno innanzi alle camere della Televisione.

È inoltre all'esame la possibilità di trasmettere il giorno 26, in ripresa diretta, un avvenimento sportivo di particolare interesse per il pubblico napoletano. (*r. tv.*)

### Nuove attrezzature per i centri TV di Milano e Torino

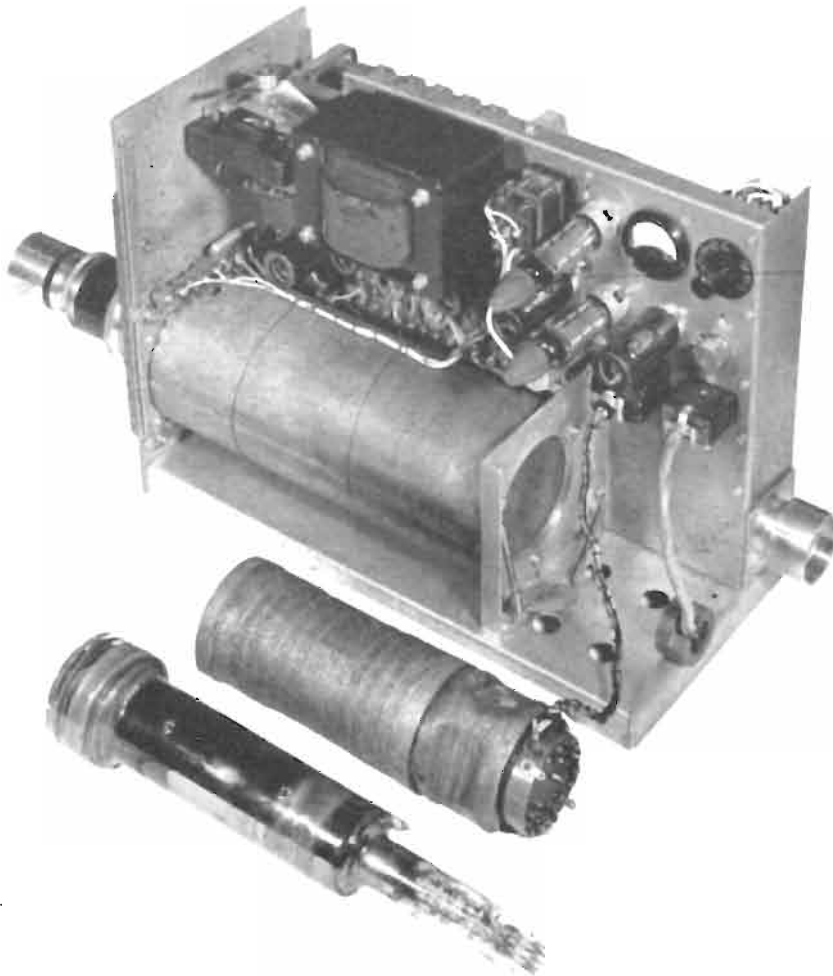
La Direzione Tecnica della Televisione ha disposto che entrino prossimamente in funzione due nuove cineprese Mitchell destinate al vidigrafo del Centro di produzione TV di Milano. Ciò permetterà di migliorare ulteriormente la qualità delle video-registrazioni.

Sempre presso il Centro TV di Milano è in corso la sistemazione di due macchine sviluppatrici (negativo e positivo).

A Torino, è entrata intanto in funzione la nuova cabina di trasformazione a 22 kW di quel Centro Televisivo.

Sono stati anche ultimati i nuovi capannoni per la falegnameria e scenografia. (*r.tv.*)

### Lenta la diffusione della TV in Svizzera

Il lento sviluppo, per non dire lentissimo, della TV svizzera ha indotto i circoli elvetici favorevoli alla TV a presentare una mozione perchè al nuovo mezzo di espressione sia fatta una conveniente propaganda. Per il momento l'iniziativa è stata presa da alcuni ambienti della Svizzera Occidentale ma un'analoga azione sarà probabilmente estesa alle altre regioni. Principalmente si farà leva sulle organizzazioni interessate alla vendita di telericevitori e alla produzione di programmi televisivi. (*r.tv.*)

La televisione industriale (TVI) va sempre maggiormente diffondendosi. Ecco una telecamera costruita dalla EMI Electronics, Ltd., sventrata nei suoi componenti elettronici.

### Nuova stazione TV nell'URSS

Secondo un'informazione di fonte polacca, è entrata recentemente in servizio nel territorio dell'URSS la stazione TV di Vladivostok. La stazione sarebbe stata costruita con il concorso di due radioamatori: l'ing. Gonciarov Nazarenko e il tecnico Kvac. Il trasmettitore diffonderebbe entro un raggio di 50 chilometri. Oltre 500 televisori sono stati già installati nella zona. (*r.tv.*)

### Colombi sulle antenne TV

Un teleabbonato lombardo — e non è il primo caso — è stato invitato, da un dirimpettaio colombofilo, ad ornare di striscette e bandierine l'antenna televisiva issata recentemente sulla propria abitazione. Sembra infatti che i piccioni viaggiatori in arrivo o in decollo dalla colombaia del vicino urtino spesso nei tiranti d'appoggio dell'antenna, ferendosi.

Il teleutente, perplesso di fronte alla prospettiva di inalberare una specie di gran pavese sul tetto, ha chiesto lumi in proposito.

Effettivamente un decreto del 13 novembre 1954 emanato dal Ministro per le Poste e Telecomunicazioni, di concerto con i Ministri per l'Interno e per la Difesa (cr. Gazzetta Ufficiale n. 299 del 30/12/1954) tutela espressamente l'incolumità dei colombi Viaggiatori contro i suddetti ostacoli, prescrivendo di applicare alle ventature delle antenne, a intervalli di cinquanta centimetri piccoli rettangoli o cilindri di materiale leggero isolante, colorat di circa 100 cm² di superficie. La valutazione della oggetiva necessità di un tale apparato va compiuta, però, caso per caso a cura del prefetto. Il problema del teleabbonato lombardo forma perciò ancora oggetto di studio. (*r.tv.*)



### Negli U.S.A. l'industria elettronica

sta assumendo proporzioni gigantesche, con un capitale investito di oltre 10 miliardi di dollari.

L'industria televisiva registra ora un giro d'affari annuale medio di 2 miliardi di dollari. Si attende un nuovo impulso all'industria e commercio TV dall'espandersi nei prossimi anni del colore. (*a.b.*)

### La produzione di tubi catodici

per TV negli U.S.A. è stata di 12 milioni di pezzi negli ultimi 12 mesi. La produzione di tubi è stata nello stesso periodo di 420 milioni di pezzi. (*a. b.*)

# Collegamento delle Linee Telefoniche

*Dopo una breve introduzione nella quale si sintetizzano i sistemi telefonici a batteria locale, a batteria centrale e a batteria centrale automatica, si prendono in considerazione i terminali telefonici per ponti radio.*

CHI HA AVUTO occasione di occuparsi di telefonia e di radio non ha certo potuto far a meno di restar colpito dal fatto che queste due tecniche, che pure hanno tanti punti di contatto, si siano sviluppate in maniere quasi del tutto autonome, con schemi mentali diversi, tanto che le stesse cose, tradotte nei due linguaggi, non lo sembrano più.

L'estendersi delle applicazioni dell'elettronica alla telefonia, prima con l'avvento delle trasmissioni a frequenze vettrici su filo e da ultimo con i ponti radio, la cui diffusione stà superando ogni aspettativa, tende a dare un aspetto sempre più unitario alla tecnica delle trasmissioni, e capita così di sentire i telefonisti parlare di dipoli ed i radiotecnici parlare di traslatori e di neper.

Poichè spesso ai radiotecnici, sulle loro riviste, si parla di ponti ma solo da un punto di vista strettamente radio, riteniamo non sia inutile dare uno sguardo alle particolarità dei ponti radio connesse con il loro impiego con circuiti telefonici.

Questo è lo scopo delle brevi note che vengono qui esposte.

L'aspetto telefonico del ponte radio è il seguente: tra due punti *A* e *B* (fig. 1) si deve realizzare un collegamento telefonico.

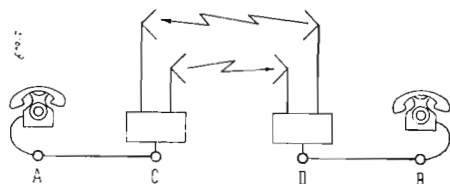



Fig. 1. - Aspetto telefonico di un ponte radio.

Fra *A* e *C* e fra *D* e *B* il collegamento viene fatto a mezzo di coppia fisica, linea aerea od in cavo, mentre fra *C* e *D*, per necessità o per convenienza, si utilizza un collegamento hertziano.

Il tipo di collegamento varia a seconda del tipo di apparecchiature telefoniche impiegate. Potremo così avere:

a) collegamento fra apparecchi a b.l. (batteria locale)

b) collegamento fra apparecchi a b.c. (batteria centrale);

c) collegamento a b.c.a. (batteria centrale automatica).

Il collegamento telefonico implica la possibilità di conversazione e di chiamata. Esaminiamo di seguito brevemente come si possa effettuare nei tre casi precedenti.

## 1. - SISTEMA A BATTERIA LOCALE.

Il sistema a b. l. è caratterizzato dal fatto che ogni apparecchio provvede alla propria alimentazione con batteria autonoma. La linea è percorsa dalle sole correnti alternate, foniche e di chiamata. Queste ultime sono prodotte o da un generatore a mano (macchinetta magnetoelettrica) o prelevate dalla rete a c.a. a mezzo trasformatore.

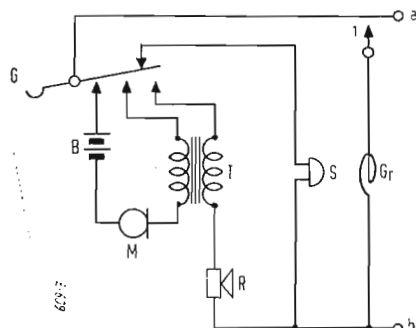



Fig. 2. - Schema elettrico di un apparecchio a batteria locale.

In fig. 2 è riportato lo schema di un apparecchio a b.l.

Esso comprende il microfono *M* ed il ricevitore *R*, il trasformatore (bobina) *T*, la suoneria *S* ed il gancio *G* oltre alla batteria *B*.

Nella posizione attuale l'apparecchio è pronto a ricevere la chiamata, che farà suonare la suoneria *S*. Volendo invece chiamare basta girare la manovella del generatore $G_n$ chiudendo contemporaneamente il contatto 1. La corrente generata viene inviata in linea verso l'apparecchio corrispondente similare. Sollevando il gancio invece si chiude il circuito della batteria e quello del ricevitore. Le correnti foniche in arrivo, attraverso l'avvolgimento della bobina azionano il ricevitore *R*. Parlando davanti al microfono *M* invece si induce nel secondario una corrente fonica che attraverso *R* va alla linea ed al corrispondente.

Questo tipo di funzionamento è comune ai circuiti interurbani ed a lunga distanza, oltre che a molti apparati campali militari.

## 2. - SISTEMA A BATTERIA CENTRALE.

In questo sistema esistono due tipi di apparecchi: i derivati ed i principali o centralini. I secondi possiedono una batteria che fornisce energia oltre che per il loro funzionamento anche per quello del derivato.

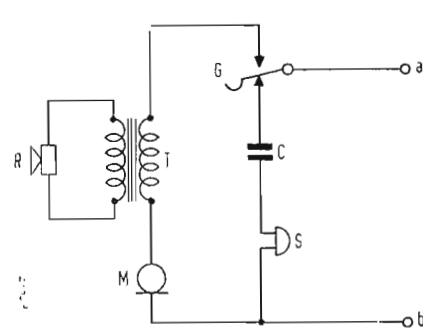



Fig. 3. - Schema elettrico di un apparecchio derivato a batteria centrale.

In fig. 3 è riportato lo schema di un derivato a b.c.

In esso sono presenti gli stessi elementi di quello a b.l. ad eccezione del generatore e della batteria, che qui mancano, e del condensatore *C* che qui invece compare.

La linea è sempre sotto tensione continua essendo collegata alla batteria centrale (24 o 48 V). A gancio abbassato però non scorre corrente. Il condensatore *C* blocca la corrente continua, ma non l'alternata di chiamata, che può quindi azionare la suoneria *S*.

Sollevando il gancio scorre corrente continua, che fà attrarre un relé presso il principale dando segnalazione di chiamata. Le variazioni di corrente provocate dalla variazione della resistenza del microfono *M* costituiscono la corrente fonica sovrapposta alla continua. Le variazioni di corrente provocate dal microfono del corrispondente inducono nel secondario del trasformatore una corrente che aziona il ricevitore *R*.

# ai Ponti Radio

*dott. ing. Otto Beghelli*

La fig. 4 dà invece lo schema dell'apparecchio principale.

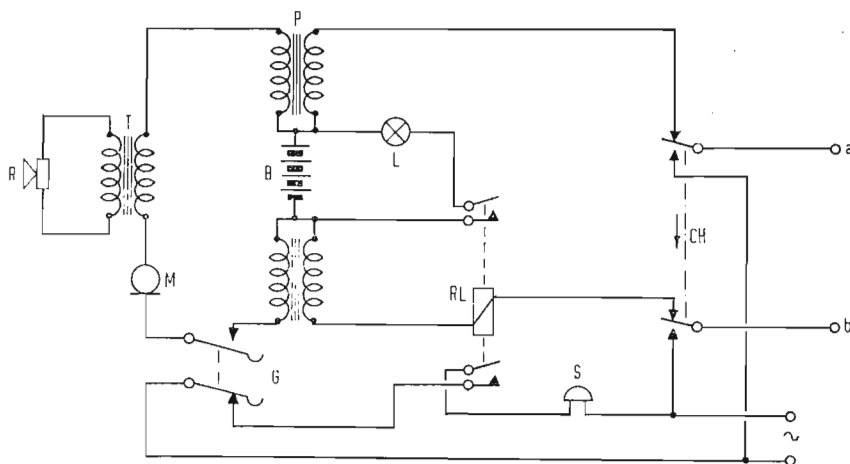
In esso si nota la batteria *B* che tiene costantemente sotto tensione la linea. Notiamo inoltre:

a) il ponte di alimentazione *P* costituito da due trasformatori rapporto 1/1 aventi lo scopo di dare corrente ai circuiti senza che la batteria costituisca un corto circuito agli effetti delle correnti foniche;

b) il relé di linea *RL* che viene azionato quando, alzando il microtelefono e quindi il gancio dell'apparecchio derivato, scorre corrente in linea. Ciò provoca il funzionamento della suoneria e l'accensione della lampada *L*. Alzando il microtelefono e con esso il gancio *G*, la suoneria viene interrotta e viene inviata corrente nel circuito microfonico locale. La conversazione può così avvenire.

Per chiamare il derivato viene invece azionata la chiave di chiamata *CH* che provoca l'invio in linea di corrente alternata.

## 3. - SISTEMA A BATTERIA CENTRALE AUTOMATICA.

Il sistema b.c.a. è quello impiegato sia dai centralini automatici che dalle centrali automatiche urbane.

Abbiamo qui apparecchi derivati (o d'utente o d'abbonato) da una parte, e la centrale dell'altra. Gli apparecchi derivati sono sostanzialmente uguali al tipo b.c. già visto, con l'aggiunta del disco combinatore, che altro non è che un interruttore ciclico, che viene inserito in serie al circuito del microfono. Quando viene sollevato il gancio dell'apparecchio derivato, il relé di linea, invece di azionare la suoneria, inserisce la linea nel sistema di ricerca automatica che darà il collegamento con la linea del corrispondente desiderato.

Dalla centrale la chiamata dell'utente avviene sempre a mezzo di corrente alternata, che generalmente è prodotta da un alternatorino apposito a 20 periodi.

Nei circuiti riportati per i tre tipi di apparati sono stati per semplicità trascurati alcuni dettagli che negli apparecchi moderni non mancano. Ci riferiamo in particolare all'eliminazione dell'eco locale. E' facile notare infatti che nei tre circuiti esposti le correnti foniche generate dal microfono circolano anche nel ricevitore locale. Il dispositivo che elimina o riduce tale inconveniente, del resto non grave, prende il nome di « dispositivo anti-locale ».

## 4. - TERMINALI PER PONTI RADIO.

Esaminiamo ora il problema telefonico del ponte radio.

Una cosa è da far presente innanzi tutto. Il collegamento telefonico avviene a mezzo di una coppia di fili (doppino telefonico) che convogliano la conversazione nei due sensi. Il sistema è cioè a « due fili ».

Il collegamento radio impiega invece due diversi cammini per i due sensi di conversazione. Infatti a ciascun terminale un trasmettitore invia verso il corrispondente terminale l'informazione, mentre un ricevitore rende disponibile alla sua uscita l'informazione che proviene dal corrispondente.

I due morsetti di entrata del modulatore del trasmettitore ed i due morsetti di uscita del ricevitore costituiscono quello che si chiama un « sistema a 4 fili.

Occorre quindi innanzi tutto provvedere ai terminali del ponte radio dispositivi che consentano il passaggio dal sistema a due fili a quello a 4 fili e viceversa.

Tali dispositivi, ben noti nella tecnica telefonica, sono le « forchette » o traslatori differenziali.

Lo schema elettrico, molto semplice del resto, di un tipo di forchetta impiegato nei ponti radio è dato in fig. 5. Si tratta essenzialmente di una coppia di trasformatori uguali, ciascuno con tre avvolgimenti, *a*, *b*, *c*. Distingueremo con un apice uno dei due trasformatori e gli avvolgimenti relativi.

La linea a due fili si chiude attraverso gli avvolgimenti *a* ed *a'* collegati in serie. Gli avvolgimenti *b* e *b'* sono pure

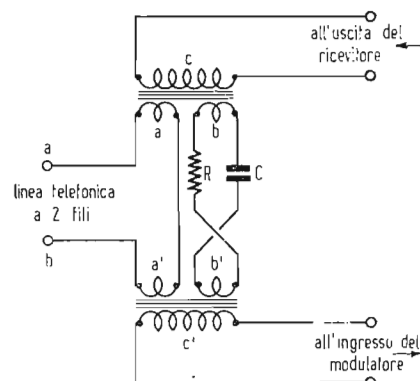



Fig. 5. - Schema elettrico di forchetta telefonica impiegata nei ponti radio.

collegati in serie, ma incrociati e con l'aggiunta di una resistenza e di un condensatore. Gli avvolgimenti *c* e *c'* vanno collegati alle due coppie costituenti il sistema a 4 fili, che nel nostro caso saranno costituite: una dai morsetti di entrata del modulatore, l'altra dall'uscita del ricevitore.

Vediamone ora il funzionamento.

Una conversazione in arrivo dalla linea telefonica fà circolare nei due avvolgimenti *a* ed *a'* una corrente fonica che provocherà f.e.m. indotte in tutti gli altri avvolgimenti. In particolare le due f.e.m. indotte in *b* e *b'* sono uguali, ma grazie al collegamento dei due avvolgimenti, si fanno opposizione rendendo così nulla la corrente che circola nell'anello.

Delle tensioni che si manifestano ai morsetti *c* e *c'* la seconda si dissipa nel circuito di uscita del ricevitore, mentre la prima attraverso al modulatore ed al trasmettitore dà luogo alla propagazione della conversazione verso il corrispondente.

Fig. 4. - Schema elettrico di un apparecchio principale a batteria centrale.

Quando invece la conversazione procede dal corrispondente verso noi, le correnti foniche si presentano all'uscita del ricevitore circolando nell'avvolgimento $c'$. Nei due avvolgimenti secondari $a'$ e $b'$ vengono indotte due f.e.m. uguali, delle quali una si chiude attraverso la linea, l'apparecchio lontano e l'avvolgimento $a$, mentre l'altra si chiude sull'anello $C$ - $R$ - $b$. I due flussi generati dalle correnti circolanti nei due avvolgimenti $a$ e $b$ tendono ad eliminarsi. L'eliminazione sarà completa quando l'impedenza presentata da $C + R$ è uguale alla impedenza presentata dalla linea chiusa sull'apparecchio lontano. In tal caso non avremo alcuna f.e.m. indotta. L'energia in arrivo per metà ha proseguito lungo la linea e per metà si è dissipata nella forchetta.

Qualora la compensazione non fosse completa, la f.e.m. che si presenterebbe ai capi di $c$ (entrata del modulatore di trasmissione) farebbe tornare parte dell'energia alla sorgente, dando luogo ad un fenomeno di eco. Quanto detto per un terminale vale anche per l'altro, dove pure dovrà essere installata una forchetta.

Con la semplice introduzione delle due forchette la conversazione può avere luogo come se la linea telefonica fosse continua (perdite a parte).

Le difficoltà si presentano quando si debba far passare le segnalazioni e, nel caso di linee a b.c., la corrente continua. Infatti per avvertire il corripondente che si desidera iniziare una conversazione occorre inviare in linea una corrente di chiamata alternata a b.f. con frequenze variabili da 20 a 50 Hz, o addirittura frequenza 0, (corrente continua).

Frequenze così basse sono tagliate fuori dalla banda passante del sistema radio. Occorre perciò convertire la frequenza di chiamata in una frequenza vocale idonea ad essere trasmessa, mentre al lato ricevente occorre fare la trasformazione inversa.

Ogni terminale dovrà ovviamente eseguire la doppia conversione. Il complesso che realizza tali trasformazioni prende il nome di « convertitore di chiamata ».

La fig. 6 dà lo schema semplificato di un sistema convertitore di chiamata in collegamento con gruppo forchetta per il caso di linee telefoniche a b.l. Esso consiste essenzialmente di due relé, di un oscillatore a frequenza vocale (1000 periodi) e di un rivelatore selettivo.

Analizzando il funzionamento del complesso, vediamo come la corrente di chiamata che arriva dalla linea telefonica viene raddrizzata dal ponte $P$ e fa azionare il relé $A$. Il contatto $a_1$ di questo fà pervenire la corrente a 1000 periodi, prodotta dall'oscillatore $O$, all'ingresso del trasmettitore. La chiamata, convertita a 1000 periodi, perviene così al ricevitore della stazione corrispodente, dove esiste un convertitore uguale al nostro.

Ragionando quindi su questo, vediamo come la frequenza a 1000 periodi presentandosi all'uscita del ricevitore mette in oscillazione il circuito del rivelatore selettivo, la cui valvola è normalmente polarizzata molto negativamente e quindi interdetta. La tensione oscillante indotta nell'avvolgimento $L$, raddrizzata dal ponte con polarità opportuna, sblocca la valvola, la cui corrente anodica aziona il relé $B$. Questo con i suoi contatti $b_1$ e $b_2$ provvede ad inviare in linea la corrente alternata di chiamata.

Se invece di una linea a b.l. si trattasse di una linea a b.c. occorre distinguere fra il terminale che si trova dalla parte della centrale e quello che si trova dalla parte dell'abbonato. Infatti il secondo dovrà sostituirsi alla centrale nell'inviare corrente continua in linea. La fig. 7 dà lo schema complessivo per i due terminali inseriti su una linea telefonica b.c.a. Il caso è interessante potendo essere quello di un radiotelefono mobile (su treno, automobile ecc.) collegato ad una centrale urbana automatica.

Fig. 7. - Schema di principio di due terminali inseriti su linea telefonica a batteria centrale.

Fig. 6. - Schema di principio di terminale per linea telefonica a batteria locale.

Lo schema riportato corrisponde alla condizione di riposo. La linea di abbonato è tenuta sotto tensione dalla batteria del terminale 2. Quando l'apparecchio d'abbonato ha il gancio abbassato, il relé $A$ del suo terminale ha il contatto di riposo chiuso, in modo che verso il terminale corrispondente 1 viene inviata la nota a 1000 Hz che farà attrarre il relé $B$ in modo che il contatto $b_1$ assume la posizione indicata.

Quando l'abbonato alza il gancio, la corrente che viene a circolare aziona il relé $A$ che apre il suo contatto $a_1$ facendo cessare l'invio della nota, provocando nel terminale 1 la commutazione del contatto $b_1$ e facendo circolare corrente nel circuito della centrale predisponendo così per la chiamata. Le interruzioni del disco dell'abbonato vengono riprodotte al terminale 1 rendendo possibile la selezione automatica del numero richiesto. Quindi può aver luogo la conversazione.

Se invece è la centrale che chiama lo abbonato, la corrente alternata di chiamata viene nel terminale 1 raddrizzata dal ponte $P$ ed aziona il relè $A$ che invia la chiamata verso il terminale 2, dove il relè $B$ provoca l'invio di corrente alternata all'apparecchio. Quando l'abbonato risponde alzando il microtelefono, la corrente continua aziona il relè $A$ del terminale 2 e quindi il $B$ del terminale 1, permettendo la conversazione. *

## segnalazione brevetti

**Sistema per la trasformazione del numero di linee di immagine in televisione.**
COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATERIAL D'USINES A GAZ à Montrouge (496498)

**Perfezionamento di tubi elettronici.**
LA STESSA (496499)

**Perfezionamento dei cannoni elettronici.**
LA STESSA (496688)

**Apparecchiatura elettromeccanica per ricerca e sostituzione automatiche di apparecchi radio negli impianti di ponti-radio e simili.**
MAGNETI MARELLI a Milano (496482)

**Resistori radio elettrici di alta precisione ottenuti per miscelazione e stampaggio con resine poliesteri di polveri o fibre conduttrici.**
PASQUALI GIULIO e TANFERNA MARIO a Roma (496188)

**Ricevitore eterodina con frequenza dello oscillatore situata al disopra della frequenza di ricezione, particolarmente adatto per onde ultracorte.**
SIEMENS & HALSKE, AKTIENGESELLSCHAFT a Berlino e Monaco (496491)

**Indicatore ottico elettromagnetico per impianti di telecomunicazione.**
LA STESSA (496492)

**Sistema di ricezione del tipo detto « diversity » per segnali a banda laterale unica.**
Société Française RADIO ELECTRIQUE a Parigi (496502)

**Apparecchio televisore con altoparlante orientabile.**
R.C.I. a Voghera

**Apparecchio radio ricevente supereterodina di tipo portatile con disposizione delle parti interne che consente una grande compattezza e facilità di montaggio e che consente inoltre di ridurre i fenomeni di microfonicità.**
FABBRICA APPARECCHI RADIO e TELEVISORI a Roma (50068)

**Circuito magnetico di un altoparlante elettrodinamico a magnete permanente.**
LA STESSA (50069)

**Mobile per apparecchi radio e televisione con altoparlante mascherato e protetto senza aiuto di griglie e con manopole di alcuni comandi accessibili ma sottratte alla vista.**
LA STESSA (50073)

**Forma per ottenere oggetti di vetro cavi a configurazione conica, specialmente tubi di televisione.**
CORNING GLASS WORKS a Corning, New York (497133)

**Circuito ad oscillazioni rilassate, particolarmente per televisione.**
FERNSEH G.m.B.H. a Darmstadt (497129)

**Sistema ed apparecchiatura per televisione a colori.**
RADIO CORPORATION OF AMERICA a New York (496975)

**Circuito per la variazione della larghezza della banda visiva in ricevitori televisivi.**
TELEFUNKEN GESELLSCHAFT ad Hannover - Germania (496995)

**Giunto meccanico, particolarmente per costruzioni radio-elettriche.**
F.A.C.E. a Milano (498242)

**Ricevitore per televisione con dispositivi di regolazione manovrabili a scelta da vicino e da lontano.**
FERNSEH G.m.B.H. a Darmstadt (Germania) (498360)

**Schema di circuiti per la regolazione automatica di frequenza dell'oscillatore deviatore di ricevitori televisivi.**
SIEMENS a Berlino e Monaco (497312)

**Sistema di radio-comunicazioni a spostamento di frequenza e dispositivi per l'attuazione di esso.**
SILLENI STELIO a Roma. (497564)

**Dispositivo particolarmente per il collegamento di tubi catodici per ricevitori televisivi e simili.**
GELOSO SOC. P.A. a Milano (498609)

**Filtro di rete per impedire disturbi negli apparecchi di radio e di televisione.**
GIANI MARIO a Cassano Magnano (Varese) (497625)

**Disposizione per la separazione di determinati impulsi sincronizzanti in ricevitori televisivi da altri impulsi sincronizzanti e da impulsi di disturbo.**
HAZELTINE CORPORATION a Washington. (497406)

**Dispositivo di regolazione per ricevitori di televisione.**
LA STESSA (497408)

**Dispositivo per la piegatura e la pinzatura dei reofori di valvole radio elettriche.**
FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE a Milano (494743)

**Filtro elettronico particolarmente per applicazioni radio e telefoniche.**
FRATELLI KRAUS a Firenze (494018)

**Pulsante selettore per dispositivo di sintonizzazione da impiegare in apparecchi radioriceventi.**
INDUSTRIA RADIOTECNICA ITALIANA a Roma (493730)

**Sistema di televisione a colori.**
RADIO CORPORATION OF AMERICA a New York (493725)

**Cilindro fonoriproduttore elettromagnetico.**
BOCCHI GINO a Parma (495476)

**Dispositivo per la messa a fuoco di raggi elettronici, particolarmente adatto per cinescopi della televisione.**
FERNSEH G.m.B.H. a Darmstadt (Germania) (495032)

**Filtro di radiofrequenza.**
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORPORATION a New York (495015)

**Testina magnetica per registrazione su nastro magnetico.**
MAZZI TITO a Genova (495875)

**Ampolla pilota per correnti polifasiche a radio frequenza.**
PALAZZETTI REMO a Ponte Felcino Perugia (495751)

**Sistema di bobine, particolarmente per ricevitori di televisione.**
PHILIPS GLOELAAMPENFABRIEKEN a Eindhoven (494862)

**Comunicazione dell'Istituto per la Protezione e la Difesa della Proprietà Industriale a Milano - Via Durini, 4 - Tel. 700704 e 795042 (Direttore Ing. A. Giambrocono). I lettori potranno indirizzarsi per ogni chiarimento al detto Istituto.**

## tubi e transistori

### Aggiornamento del Manuale dei Tubi Riceventi FIVRE.

L'aggiornamento al Manuale dei Tubi Riceventi, in data ottobre 1955 reca le caratteristiche di alcuni nuovi tubi.

**6BQ6GT - Tetrodo a fascio**

E' un tetrodo a fascio in veste GT, ad elevata transconduttanza, principalmente progettato per l'uso in amplificatori di deflessione orizzontale dei televisori.

Alcuni dati che segnaliamo, quali la massima ampiezza positiva della tensione anodica impulsiva, pari a 5.500 V, la dissipazione di griglia schermo di 2,5 W fanno sì che una sola valvola è in grado, montata in un circuito adeguato, di alimentare anche cinescopi con grado di deflessione sino a 90°.

Inoltre la struttura degli elettrodi della valvola, è tale che il raffreddamento è ottimamente conseguito.

**6W6GT - Tetrodo a fascio**

E' un tetrodo a fascio progettato principalmente per l'uso quale finale audio in radio ricevitori e televisori.

E' una valvola di alta transconduttanza, in grado di fornire elevata potenza d'uscita con relativamente bassa tensione di alimentazione.

Tale valvola connessa a triodo può essere egregiamente adoperata negli stadi amplificatori di deflessione verticale dei televisori.

**6BK7A - Doppio triodo**

Allo scopo di completare in modo conveniente le caratteristiche attualmente presenti nel manuale, sono state approntate le caratteristiche anodiche e mutue delle due sezioni di questa valvola connesse in serie (cascode).

* * *

### I transistori verranno usati negli impianti telefonici del Sud Africa

Nello scorso febbraio, nella riunione invernale generale della American Institute of Electrical Engineers, tenuta a New York, è stato osservato, come i transistori possano rappresentare un ruolo importante negli impianti telefonici rurali del Sud Africa.

In queste regioni le distanze fra i luoghi abitati sono notevoli e la popolazione è bassa e attualmente uno degli impianti telefonici in uso (secondo quanto ha illustrato C.F. Boyce del Governement Post Office, Pretoria, South Africa) impiega un'apparecchiatura di testa « inerte » che non richiede energia.

Questa apparecchiatura costituisce la caratteristica più vantaggiosa che si possa avere in zone remote; in questo impianto l'apparecchiatura terminale « attiva » trasmette lo elemento portante, che viene modulato nella apparecchiatura « inerte », la quale provvede al ritorno. Recentemente è stata introdotta una versione a 2 canali di un tale impianto, però la gamma della apparecchiatura « inerte » è limitata e l'alto livello dell'elemento portante trasmesso limita la sua applicazione a un unico impianto a una via. Si prevede che in un prossimo futuro i transistori renderanno possibile l'estensione di questi impianti rurali nei quali l'apparecchiatura di testa remota potrà essere alimentata mediante una piccola batteria a secco e probabilmente saranno usate frequenze di 6 o 8 kHz distribuite fra i vari canali.

*(Ra En)*

# Come Migliorare le Prestazioni di un

*dott. ing. Leonardo Bramanti*

IL CUORE di un sistema di alta fedeltà è costituito dall'amplificatore, cioè da quel complesso nel quale il segnale audio viene portato al livello richiesto prima di essere applicato al trasduttore elettroacustico.

Gli amplificatori commerciali reperibili sul mercato, anche sotto forma di scatole di montaggio, hanno caratteristiche talora ben diverse, gli uni dagli altri, e spesso caratteristiche non completamente soddisfacenti.

Benchè non sia possibile, in linea generale, procedere ad ampie modifiche che comportano quasi sempre un ridimensionamento del circuito elettrico, spesso è relativamente facile introdurre piccole modifiche « locali » che consentono sensibili miglioramenti delle prestazioni dell'amplificatore.

## 1. - AMPLIFICATORI AUDIO DI ALTA FEDELTÀ.

Quali caratteristiche deve presentare un amplificatore per potere entrare « onestamente » in una catena di alta fedeltà? La risposta non è facile, mancando in materia la possibilità di condurre misurazioni rigorosamente attendibili. Ancor oggi il giudizio migliore, cioè quello definitivo, lo può dare praticamente solo l'orecchio. Ma quanto oggettiva possa essere una misura basata su un organo essenzialmente soggettivo come l'orecchio umano, lasciamo intendere al lettore.

I nostri vecchi dicevano saggiamente: « tot capita, tot sententiae ». oNi dovremmo dire, parafrasando, che ogni testa ha due timpani.

Non si meravigli il lettore per questo nostro pessimismo. Sappiamo che è cosa possibile misurare la distorsione per intermodulazione introdotta da un amplificatore, fino al centesimo di percento e oltre (è questione di mezzi), ma non possiamo dire che sia cosa altrettanto facile misurare il tasso di distorsione per intermodulazione che determina l'insorgere di una condizione di fastidio nell'ascoltare.

Orbene, non potendo per motivi facilmente comprensibili, concepire di realizzare un amplificatore con distorsione per intermodulazione nulla o quasi, è evidente che il progettista si preoccupa di conoscere il limite oltre il quale il suo amplificatore non è più considerabile un « alta qualità », ma solo un irritante « rompi timpani ».

Uguale preoccupazione ha il tecnico, che in tale limite vede un elemento oggettivo di giudizio o, quanto meno, un termine di confronto.

### 1.1. - L'ideale dell'alta fedeltà.

Si può definire riproduzione di alta fedeltà quella che l'ascoltatore più critico riesce a godere appieno, perchè priva di distorsione apparente. senza apprezzabile affaticamento fisico.

Allo stato attuale di limitata conoscenza del problema, non è possibile definire limiti misurabili di ciascuna forma di distorsione, introdotta nei sistemi reali di riproduzione, entro i quali si possa parlare di alta fedeltà.

Ciò nonostante è opinione comune che un amplificatore di alta fedeltà debba soddisfare le seguenti condizioni:
- campo di frequenze: 40 ÷ 15000 Hz (30 ÷ 20000 Hz)
- variazione di risposta: ± 1 dB (± 0,5 dB) a tre livelli di uscita;
- distorsione armonica totale: meno dell'1% (0,7%);
- distorsione per intermodulazione: non più del 3% (2%) tra 40 e 7000 Hz:
- potenza di uscita sufficiente per evitare qualsiasi forma di sovraccarico:
- rotazione di fase quanto più piccola possibile;
- ronzio impercettibile:
- rumore totale da consentire una escursione dinamica di 70 dB (80 dB): 52 dB (62 dB) sotto il massimo segnale d'ingresso (valore efficace);
- rumore totale da non essere percettibile in un locale di 85 m³ con un rendimento del trasduttore elettroacustico del 10%: 35 dB sotto il livello di 1 mW.

Tra parentesi si sono indicate le specifiche più severe.

### 1.2. - L'alta fedeltà in pratica.

Non vi sono grandi difficoltà a soddisfare le specifiche elencate nel paragrafo precedente, almeno per quanto riguarda un microfono o un amplificatore. Ma quando, alla catena di riproduzione acustica si aggiunge un altoparlante, — per non parlare delle distorsioni addizionali introdotte in sede di trasmissione e ricezione radio o di riproduzione da incisioni o da registrazioni — è assolutamente impossibile raggiungere l'ideale sopraccennato. Nasce allora un'altra questione: quali specifiche è assolutamente necessario soddisfare? E' opinione comune che esse siano: il campo di frequenza, la variazione di risposta, la distorsione, il ronzio e il rumore.

In questa sede ci intratterremo solo sulle ultime tre, in quanto è relativamente più facile agire su un amplificatore già costruito, nel senso di migliorare il bilanciamento statico e dinamico e ridurre il ronzio o il rumore, che non allargare il campo di frequenze o contenere la variazione di risposta.

## 2. - COME RIDURRE IL RONZIO.

La presenza di ronzio all'uscita del trasduttore elettroacustico è indice di presenza di una componente alternata che in qualche modo si inserisce lungo il « percorso » del segnale utile nell'amplificatore. Per prima cosa è bene eseguire una misura di tensione, per apprezzare la gravità del male e potersi orientare, in conseguenza, verso i rimedi più opportuni.

Si disconnetta la bobina mobile dello altoparlante dal secondario del trasformatore di uscita e si ponga in suo luogo un resistore equivalente di opportuna dissipazione. Di solito un resistore di 8 o 10 Ω e di 10, 20 o 30 W, secondo l'uscita dell'amplificatore. Con amplificatore in funzione, ingresso a massa e regolazione di volume in posizione di massimo, si misuri con un voltmetro elettronico il valore efficace della tensione ai capi del resistore di carico. Si calcoli il quadrato del valore così misurato e lo si divida per il valore della resistenza del carico, con ciò si ottiene il valore della potenza elettrica del ronzio trasferito al trasduttore elettroacustico. A questo punto, utilizzando la formula:

$$A = 10 \lg \frac{P_u}{P_r}$$

dove $P_u$ è la potenza massima nominale dell'amplificatore, ottenibile con il regolatore di volume in posizione di massimo, e $P_r$ la potenza di ronzio, ri ricava il numero $A$ di decibel di cui il livello di ronzio è sotto il livello massimo di uscita (in termini di potenza). Ogni valore al di sopra di 65 ÷ 70 dB può essere ritenuto soddisfacente.

Le sorgenti di ronzio in un amplificatore sono molte e diverse, ma in questa sede, date le premesse, si prendono in considerazione solo qualle sulle quali è

# Amplificatore Audio di Buona Qualità

*Per contenere i costi di produzione, i costruttori di amplificatori commerciali di alta fedeltà sono spesso costretti a scendere a compromessi tecnici. Piccole modifiche circuitali o qualche sostituzione di componenti, possono migliorare anche notevolmente le prestazioni di un buon amplificatore.*

possibile agire con relativa facilità. Ad esempio, la disposizione dei componenti ha notevole importanza. Por mano a cambiamenti di tal genere, significa però modificare il cablaggio e ciò non è sempre raccomandabile.

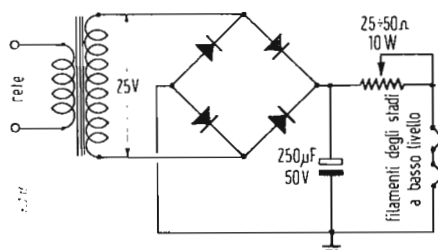



Fig. 1. - La tensione necessaria per alimentare in continua i filamenti può essere ottenuta da un trasformatore.

Una delle cause più importanti di ronzio, in un amplificatore audio, sta nello uso di corrente alternata per l'accensione dei tubi degli stadi a basso livello. Tale alternata può raggiungere gli altri elettrodi dei tubi: (1) per accoppiamento elettrostatico o elettromagnetico (tra catodo e griglia, griglia schermo e placca): (2) per dispersione da filamento a catodo. Per ovviare a tale inconveniente alcuni amplificatori di pregio (e preamplificatori) usano corrente continua per riscaldare i catodi. La corrente necessaria può essere ottenuta da un alimentatore separato (fig. 1) o utilizzando la corrente catodica dello stadio finale (fig. 2).

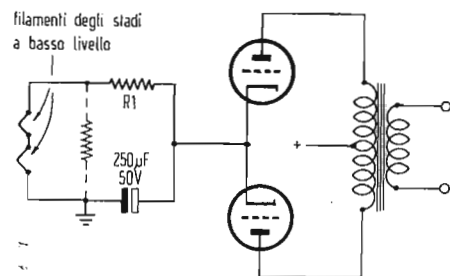



Fig. 2. - Un altro sistema ricorre all'utilizzazione della corrente catodica dello stadio finale.

Un altro sistema abbastanza efficace per ridurre il ronzio è riportato in fig. 3. Un piccolo potenziometro di 100Ω, 2 W, è disposto tra i terminali del secondario a 6.3 V del trasformatore di alimentazione. Il cursore è connesso a massa (se l'avvolgimento stesso avesse una presa centrale a massa è necessario sconnetterla). Allora, con l'amplificatore in funzione si regola la posizione del cursore fino ad avere un minimo della tensione di ronzio, ai capi del resistore di carico.

Una estensione di questo concetto è rappresentata in fig. 4. Il potenziometro viene mantenuto e nel circuito di accensione viene introdotta una piccola tensione positiva. Lo scopo è di portare ciascun filamento a un potenziale sufficientemente positivo in modo che non possa scorrere alcuna corrente di dispersione dal filamento al catodo. La tensione richiesta è piccola: dell'ordine di 30 ÷ 40 V, e può essere ottenuta per partizione della tensione anodica.

Altro ottimo sistema per ridurre il ronzio, che può raggiungere la griglia di un tubo in un amplificatore, è quello di scegliere un unico punto per porre a massa i circuiti di griglia e di catodo di ciascun stadio. La ragione di ciò è questa: se i circuiti di griglia e di catodo sono posti a massa in punti diversi, qualsiasi corrente alternata circolante nel telaio determina una piccola caduta di tensione ai capi della resistenza costituita dalla porzione di telaio compresa tra i due punti di massa. Tale caduta di tensione si viene a trovare in serie alla tensione utile e determina l'insorgere di ronzio, all'uscita dello stadio.

Buona norma è quella di usare un unico conduttore di massa, isolato dal telaio eccetto in un punto (bocchettore d'ingresso del segnale audio).

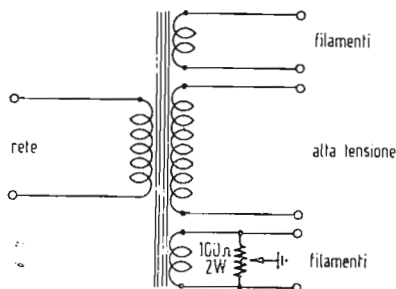



Fig. 3. - Il ronzio può essere attenuato ricorrendo al sistema qui schematizzato.

Infine, i conduttori che portano la corrente di accensione dei tubi devono essere accuratamente attorcigliati tra loro. Meglio ancora sarebbe far correre i conduttori per la corrente di accensione sopra il telaio, anzichè sotto. Opportuni passanti isolati porterebbero la corrente ai piedini degli zoccoli. In tal modo il telaio potrebbe agire realmente da schermo tra i campi a 50 Hz e i vari componenti.

Altra fonte di ronzio, in questo caso non più a 50 Hz ma a 100 Hz, può essere l'insufficiente filtraggio dell'anodica. Soluzione evidente è quella di aggiungere condensatori di filtro in parallelo a quelli già esistenti, fino ad ottenere un risultato soddisfacente.

Ciascuno dei rimedi fin qui suggeriti può ridurre una aliquota di ronzio e in concomitanza possono agire decisamente su di esso.

Nei casi nei quali il tecnico incontra difficoltà a localizzare la fonte di ronzio è opportuno iniziare le ricerche dalle griglie dello stadio finale e procedere a ritroso. Le griglie di tutti gli stadi precedenti quello in esame devono essere poste a massa affinchè gli stessi non contribuiscano ad aumentare il ronzio dello stadio in esame. Si agisca allora in modo da ridurre il ronzio al più basso livello possibile e non si passi ad altro stadio finchè ciò non è ottenuto.

## 3. - RUMORE DI FONDO.

Molta importanza ha, agli effetti finali il rumore generato nell'amplificatore in esame. Come nel caso del ronzio anche qui sono gli stadi a basso livello quelli che più degli altri influiscono sulla entità del rumore generato.

Il rumore in un amplificatore è causato principalmente dal fenomeno della agitazione termica, cioè dal movimento disordinato degli elettroni nei conduttori, per effetto termico. Senza entrare nella teoria, che esula dalla natura stessa di questo articolo, diremo che l'energia presentata dal rumore è distribuita uniformemente entro tutta la banda di frequenze interessate (nel caso particolare entro lo spettro di audibilità: 30 ÷ 15000 Hz) ed è quindi proporzionale, oltre che al valore della resistenza del tratto di circuito in esame, alla larghezza di banda.

Poichè l'aliquota di rumore generato è piccola, solo la parte interessante gli stadi a basso livello (stadio d'ingresso, preamplificatore, ecc.) del sistema amplificatore ha qualche importanza. Su tali stadi è necessario agire in modo particolare.

E' possibile ridurre il rumore generato per effetto termico scegliendo opportunamente il tipo di resistore da impiegare. E' noto, ad esempio, che la quantità di rumore generato diminuisce con l'aumen-

tare del valore di dissipazione del resistore. Così un resistore di un certo valore, con dissipazione di 1W si presenta meno rumoroso di un ugual resistore di ½W e questo migliore di un ugual resistore di ¼W. Inoltre i resistori a strato o a filo non induttivi sono meno rumorosi dei resistori ad impasto di ugual dissipazione.

Fig. 4 - Ancor meglio se il potenziometro ha il cursore riferito a una tensione positiva di 30 ÷ 40 V.

Se si mettono in pratica queste conclusioni nei primi stadi di un amplficatore, la riduzione di rumore può essere anche notevole.

Altra fonte di rumore sono i tubi. Su di essi non è possibile agire poichè ogni sostituzione significa normalmente un completo ridimensionamento del circuito relativo. E bene però tener presente, nella scelta del tipo di amplificatore di alta qualità, che i tubi meno rumorosi adatti all'impiego in amplificatori di audiofrequenze, sono gli americani: 12AY7 e 5879 e gli europei EF86 e Z729 (quest'ultimo inglese).

## 4. - IMPORTANZA DEL BILANCIAMENTO.

Due tra i maggiori pregi degli amplificatori con stadio finale in contro-fase, sono la bassissima distorsione per seconda armonica e la possibilità di pilotare più a fondo lo stadio finale, ricavando più del doppio della potenza ottenibile con un solo tubo (con distorsione per armoniche di ordine dispari inferiore).

I vantaggi ora accennati sono possibili solo nel caso che segnali uguali vengano applicati alle due sezioni dello stadio controfase, che le due sezioni amplifichino ugualmente, che entrambe le sezioni introducano lo stesso tasso di distorsione.

Quanto maggiore è la deviazione da queste condizioni ideali, tanto minori sono i benefici dell'uso di uno stadio controfase. Con ciò possiamo dire che le qualità di un amplificatore, utilizzante degli stadi controfase, dipendono essenzialmente dal bilanciamento di questi.

Ecco pertanto che il tecnico deve anzitutto accertarsi del grado di bilanciamento degli stadi controfase presenti nell'amplificatore in esame e cercare di determinarne un miglioramento qualora il bilanciamento non risulti soddisfacente.

### 4.1. - Bilanciamento statico.

Prima di tutto è necessario verificare il bilanciamento statico dello stadio finale, ciò che si fa misurando le correnti catodiche dei due tubi. E' bene avere la possibilità di variare la polarizzazione dei due tubi, in modo che essi siano percorsi da uguali correnti catodiche in assenza di segnali all'ingresso dello stadio controfase (griglie connesse tra loro e a massa).

Fig. 5. - Il bilanciamento statico di uno stadio controfase può essere ottenuto mediante un potenziometro inserito nel circuito catodico in comune dei due tubi.

Alcuni sistemi per ottenere un buon bilanciamento statico sono rappresentati nelle fig. 5, 6 e 7. Essi sono validi anche per gli eventuali stadi controfase precedenti il finale.

In fig. 5 si fa uso di un piccolo potenziometro e d'un resistore catodico comune di polarizzazione. Spostando dal centro, in un senso o nell'altro il cursore del potenziometro è possibile bilanciare staticamente le correnti nei due tubi. In fig. 6 i due tubi hanno resistori di polarizzazione distinti, ma uno di essi è regolabile. Si noti che il circuito di fig. 5 include un condensatore di fuga ai capi del resistore comune di polarizzazione. Comunemente si ritiene che tale condensatore non sia strettamente necessario negli stadi controfase. Se lo stadio funziona a livelli bassi, nei quali si rimane lontani dai ginocchi delle curve caratteristiche e non si ha praticamente distorsione, un resistore catodico comune non fugato può aiutare l'autobilanciamento. Se però lo stadio funziona a livelli sufficientemente alti da introdurre distorsione, il condensatore di fuga è assolutamente necessario. I componenti a frequenza armonica si neutralizzano laddove appaiono in opposizione di fase. Ciò è quanto avviene nel circuito di uscita. Ma il resistore catodico è comune tanto al circuito di ingresso quanto al circuito di uscita. Nel circuito catodico i componenti armonici di uscita di ordine pari, generati in una sezione dello stadio, appaiono in fase con il segnale di ingresso dell'altra sezione. Ciò costituisce una reazione positiva. I componenti a frequenza armonica in fase si sommano al segnale d'ingresso e risultano amplificati dallo stadio, dando luogo a una forma abbastanza seria di distorsione. Per questa ragione è bene connettere un grosso condensatore di fuga ai capi del resistore comune di polarizzazione in tutti gli stadi ad alto livello degli amplificatori di alta fedeltà.

D'altra parte, negli amplificatori nei quali lo stadio pilota deve trasferire allo stadio seguente soltanto tensioni moderate, il circuito di fig. 6 con resistori catodici distinti e non fugati è preferibile. Poichè la reazione positiva sopraccennata è presente soltanto nel caso di un resistore catodico comune, un resistore non fugato per ciascuna sezione, non determina alcun inconveniente. Anzi, la mancanza del condensatore di fuga dà luogo a un piccolo tasso di controreazione che agevola il mantenimento del bilanciamento e migliora la risposta di frequenza.

Fig. 6. - Altro sistema per ottenere il bilanciamento statico di uno stadio controfase.

Fig. 7. - Questo sistema, più elaborato, consente anche di variare la polarizzazione dei tubi dello stadio controfase.

## 4.2. - Bilanciamento dinamico.

In secondo luogo è bene procedere al bilanciamento dinamico, in quanto è frequente che uno stadio controfase, bilanciato staticamente in corrispodenza a un segnale di ingresso nullo, o in corrispondenza a segnali di determinato livello, risulti sbilanciato in qualche punto della caratteristica dinamica.

Anche una semplice variazione delle tensioni di alimentazione può sbilanciare le due sezioni di un stadio controfase.

Il bilanciamento dinamico si può migliorare, entro determinati limiti, inserendo una induttanza non fugata, di circa 25 H, in serie alla linea di alimentazione AT del trasformatore di uscita (fig. 8). oppure in serie al punto comune dei resistori di carico anodico, nel caso di stadi intermedi con accoppiamento *RC*. Anche una resistenza può servire. ma con minore efficacia, allo scopo.

Il funzionamento è abbastanza semplice. L'induttanza o la resistenza costituiscono una impedenza comune a entrambe le sezioni dello stadio controfase e sono percorse dalla corrente totale. Finchè le correnti nelle due sezioni, pur variando di intensità nel ritmo del segnale di ingresso, rimangono tali da mantenere costante la corrente assorbita dallo stadio controfase, la caduta di tensione ai capi dell'impedenza di bilanciamento non subisce variazione alcuna. Ma non appena la corrente anodica di uno dei due tubi aumenta, ad esempio, più di quanto non diminuisca la seconda, per effetto dell'aumento della corrente assorbita dallo stadio controfase, si ha un corrispondente aumento della caduta di tensione ai capi dell'impedenza di bilanciamento. Ciò produce un effetto capace di opporsi alla causa che lo ha determinato, in quanto provoca una diminuzione del potenziale anodico e, quindi, della corrente anodica del secondo tubo. Cioè, in ultima analisi. riduce o annulla l'aumento della corrente totale.

L'accorgimento ora descritto ha i suoi inconvenienti.

Tra l'altro proprio per le premesse poste, esso è più efficace negli stadi finali in classe A. Negli stadi in classe AB esso migliora il bilanciamento dinamico nel tratto che più si avvicina al funzionamento in classe A; ma la regolazione ridotta in corrispondenza ai livelli più alti (regione AB) può anche essere pericolosa.

Fig. 8. - Esempio di bilanciamento dinamico ottenuto con bobina inserita nel circuito anodico comune.

## 4.3. - Bilanciamento del circuito invertitore di fase.

Altro punto da verificare è che i segnali applicati alle griglie dello stadio controfase siano di uguale ampiezza. E' quindi perfettamente inutile procedere al bilanciamento degli stadi controfase, se lo stadio nel quale vengono generati i due segnali in opposizione di fase non è bilanciato e pertanto fornisce segnali diversi alle due sezioni dell'amplificatore finale. Il migliore invertitore di fase è senza dubbio un buon trasformatore a presa centrale. E' vero che un trasformatore con buona risposta di frequenza è costoso e voluminoso, ma esso può fornire segnali bilanciati entro l'1% o meglio. Un invertitore di fase elettronico, capace di prestazioni confrontabili con quelle di un buon trasformatore è l'invertitore ad accoppiamento incrociato schematizzato in fig. 9. Mediante regolazione del potenziometro inserito nel circuito catodico. i segnali di uscita possono essere bilanciati entro l'1% o meglio, ed entro l'intera caratteristica dinamica. Un metodo molto semplice per bilanciare tale circuito consiste nel connettere tra di loro le due griglie di $V_1$ e di $V_2$, di applicare ad esse un segnale qualunque poi regolare il potenziometro per un segnale minimo di uscita.

Fig. 9. - Invertitore ad accoppiamento incrociato; consente un bilanciamento dinamico entro l'1%.

Un circuito invertitore di fase, pure buono, è quello rappresentato in fig. 10 a. Teoricamente, i segnali di uscita saranno bilanciati se i resistori anodici delle due sezioni saranno identici. In pratica può essere ottenuto un bilanciamento entro il 5%. Un modo assai semplice per bilanciare questo invertitore consiste nell'inserire un potenziometro ($R_b$) tra i due resistori di carico come è visibile in fig. 10 c e regolare per uguali segnali di uscita. L'invertitore a carico suddiviso usato nell'amplificatore Williamson e in altri amplificatori, può essere bilanciato facendo variabile il resistore catodico e regolandolo in modo da avere uguali segnali di uscita all'anodo e al catodo (fig. 11). Questi tipo di invertitore non è perfettamente bilanciato alle frequenze alte, ma ciò pare non sia di grande importanza. In ogni caso, qualunque sia il circuito utilizzato, i resistori nelle due sezioni devono avere valori quanto più possibile uguali.

## 4.4. - Altre considerazioni sul bilanciamento.

Nel caso di amplificatori con accoppiamento *RC*, cioè nella maggioranza dei casi, può darsi che, pur avendo ottenuto in tutti gli stadi un buon bilanciamento dinamico in corrispondenza delle frequenze centrali della banda interessata (1000 ÷3000Hz) esso non risulti ugualmente verificato agli estremi della banda stessa.

In corrispondenza delle frequenze più basse, possono esserne responsabili i condensatori a carta in olio tubolari o a vasca che, per i valori di capacità richiesti (0.05÷0,5 μF), sono costruiti per lo più con tolleranze del ± 20% sul valore nominale.

Fig. 10. - *a*) Circuito invertitore di fase. *b*) Altro circuito invertitore di fase, impiegato nell'amplificatore Leak. *c*) Bilanciamento dinamico dei circuiti precedenti.

A 20 Hz, la reattanza di un condensatore con capacità nominale di 0,25 μF e tolleranza 20% può assumere valori compresi tra 26,6 kΩ e 39,8 kΩ. Nel caso di accoppiamento *RC* e di una *R* di griglia di 470 kΩ, alla griglia dello stadio successivo viene applicato un segnale che può oscillare tra il 92,5 e il 95% del segnale utile. Le cose possono peggiorare ulteriormente se anche la resistenza di griglia ha tolleranza di ± 20%, nel qual ca-

(*il testo segue a pag.* 375)

Fig. 1. - Megaciclimetro Mecronic. mod. 32/S.

# In un Minuscolo

*Il megaciclimetro è essenzialmente un apparecchio atto a misurare la frequenza di oscillazioni, la frequenza di risonanza di circuiti oscillanti ed a fornire oscillazioni di frequenza nota. Esso è tarato direttamente in megacicli e da ciò deriva il suo nome.*

* * *

*Può essere impiegato come marker, per la neutralizzazione di stadi, per la verifica di onde stazionarie, per la misura di capacità e induttanze, per la misura del coefficiente di risonanza di circuiti risonanti.*

Il GENERATORE di barre come apparecchio di misura a se stante ha ragione di esistere solo se realizzato razionalmente, cioè composto dai segnali di sincronismo regolamentari con gl'impulsi di spegnimento orizzontali e verticali, gli impulsi di equalizzazione, etc. sovrapposti al segnale video costituito da impulsi atti a riprodurre sul cinescopio barre orizzontali, verticali od incrociate. Un tale apparecchio però risulta assai costoso e può quindi essere di utilità solo per grosse industrie e mai per il servizio TV affidato al gran numero di artigiani radiotecnici che oggi si indirizzano verso la televisione.

Ottima soluzione è stata adottata dalla Mecronic studiando un nuovo circuito. (1) applicato nella nuova serie del Megaciclimetro Mod. 32/S, che consente di utilizzare lo stesso tubo dell'oscillatore, come generatore di barre, aggiungendo alle già numerose applicazioni di tale apparecchio, senza alcun aumento di costo, anche la possibilità di irradiare una portante modulata di ampiezza al 100%, da impulsi adatti a riprodurre sul cinescopio di qualsiasi televisore delle perfette barre.

Il principio di funzionamento è indicato schematicamente in fig. 2.

L'unico tubo facente parte del circuito del nuovo Megaciclimetro (oltre quello stabilizzatore di tensione) è un doppio triodo. Tramite apposito commutatore, il circuito può essere adattato per far funzionare l'apparecchio come normale ondametro con voltmetro elettronico indicatore di sintonia, come grid-dip, ovvero come oscillatore modulato.

Nella terza posizione, in cui entra in gioco la parte nuova del circuito, la tensione anodica viene applicata ad entrambi i triodi.

Come si nota facilmente osservando la fig. 2, il circuito dell'oscillatore ad alta frequenza utilizza il triodo B e tale triodo oltre ad oscillare ad alta frequenza, funziona contemporaneamente unitamente al triodo A, da multivibratore. La cadenza di tale multivibratore viene praticamente stabilita dalla costante di tempo $C_1R_1$ dato che $C_1R_1 \gtrsim C_2R_2$. Dal rapporto di dette due costanti di tempo viene stabilito il rapporto fra il bianco e nero nelle barre.

Mediante spina a jack è possibile inoltre aprire il cavallotto $D$-$D_1$, interrompendo il funzionamento del multivibratore, ed inserire in $D$ un segnale di bassa frequenza per modulare di ampiezza dall'esterno l'oscillatore ad alta frequenza.

## 1. - GENERALITÀ.

Il megaciclimetro è essenzialmente un apparecchio atto a misurare la frequenza di oscillazioni, la frequenza di risonanza di circuiti oscillanti ed a fornire oscillazioni di frequenza nota. Esso è tarato

Fig. 2. - Circuito semplificato del megaciclimetro.

direttamente in megacicli e da ciò deriva il suo nome.

Nella sua più caratteristica forma di impiego (grid-dip) esso consiste in un oscillatore variabile di frequenza nota la cui corrente di griglia viene indicata da un apposito microamperometro facente parte dell'apparecchio stesso. Avvicinando alla bobina di tale oscillatore un circuito oscillante la cui risonanza coincida con quella dell'oscillatore, esso assorbe da questa dell'energia, di conseguenza la corrente di griglia dell'oscillatore diminuisce. Per misurare quindi la frequenza di risonanza di un circuito oscillante basta avvicinare ad esso la bobina del megaciclimetro e far variare la frequenza a cui essa oscilla; quando tale frequenza coincide con quella di risonanza del circuito da misurare, l'indica-

(1) Domanda di brevetto n. 6262.

# Megaciclimetro anche un Generatore di Barre*

zione della corrente di griglia nello strumento subisce un guizzo in diminuzione (dip). Da tale guizzo della corrente di griglia deriva la denominazione grid-dip.

Da quanto si è brevemente accennato. si intuisce subito la sua estrema utilità di impiego in tutti i circuiti per elevata frequenza ed in particolare in quelli usati nei televisori, dove i parametri di induttanza e capacità sono così esigui da essere notevolmente alterati da qualsiasi voltmetro elettronico od altro apparecchio di misura che venisse collegato al circuito in prova. Il Megaciclimetro Mod. 32/S effettuando le misure a distanza tale da rendere il guizzo di griglia appena percettibile, non altera praticamente il circuito da misurare. La stessa misura può essere effettuata acusticamente ascoltando in una cuffia inserita in apposita presa a jack, un caratteristico rumore « clik » che accompagna il transitorio della corrente di griglia.

Le altre forme di impiego del Megaciclimetro non richiedono particolari spiegazioni essendo di immediata comprensione. Esse sono un ondametro ad assorbimento con voltmetro a diodo per indicazione di risonanza; lo stesso ondametro, con rivelatore a diodo e cuffia telefonica per la misura della frequenza di oscillazioni modulate: un generatore di oscillazioni variabili di frequenza nota. Tale generatore può essere modulato internamente con impulsi atti a riprodurre sul cinescopio dei televisori delle barre, ovvero dall'esterno tramite apposita presa a jack.

## 2. - SISTEMI DI ACCOPPIAMENTO.

Al circuito da misurare il Megaciclimetro può essere accoppiato induttivamente o capacitivamente. Ogni qualvolta è possibile, è conveniente usare quello induttivo, mentre nel caso di circuiti ben schermati si dovrà ricorrere necessariamente a quello capacitivo.

Nel primo caso occorre disporre la bobina del Megaciclimetro Mod. 32/S in modo che si concateni col flusso prodotto dalla corrente indotta sul circuito di prova, come indicato negli schizzi a) e b) di fig. 3.

Nel secondo caso occorre avvicinare un estremo della bobina del Megaciclimetro Mod. 32/S al punto caldo del risonatore da misurare come indicato in fig. 3 c).

Fig. 3. - Esempi di accoppiamento induttivo e capacitivo.

Fig. 4. - Verifica di bobine di arresto e condensatori di fuga.

Fig. 5. - Altri esempi di applicazione del Megaciclimetro.

Tanto col sistema induttivo che col sistema capacitivo, allo scopo di alterare il meno possibile la taratura del Megaciclimetro Mod. 32/S, occorre che l'accoppiamento sia minimo. Nel primo caso ciò viene effettuato distanziando il più possibile l'apparecchio dal circuito, nel secondo caso, usando come capacità di accoppiamento la minima possibile (1 ÷ 2 pF).

## 3. - ALCUNI ESEMPI DI APPLICAZIONE.

Sarebbe troppo lungo soffermarsi sul procedimento di misura per ogni possibile applicazione del Megaciclimetro Mod. 32/S come mezzo di indagine e di messa a punto nella tecnica elettronica. Ci si limita pertanto a dare un cenno su di un certo numero di esempi e per qualcuno di essi qualche indicazione più dettagliata.

### 3.1. - Regolazione di circuiti accordati.

Gli amplificatori di media frequenza a larga banda ed elevata frequenza centrale come quelli usati nei televisori, siano essi del tipo a circuiti sfalsati ovvero del tipo a circuiti accoppiati, vengono messi a punto regolando tutti i singoli circuiti accordati mediante l'uso del grid-dip.

In molti televisori vengono usati dei circuiti trappola che hanno il compito di provocare, mediante assorbimento, delle zone di attenuazione nella banda passante allo scopo di eliminare oscillazioni nocive. Ad esempio vengono usati circuiti trappola per la eliminazione della portante suono, per la eliminazione di rientri di media frequenza, per eliminazione di interferenze dovute a canali vicini ecc. L'esatto accordo di detti circuiti trappola è ottenuto direttamente mediante l'uso del Grid-Dip Mod. 32/S.

E' noto che nello stadio finale degli amplificatori video, per estendere la banda verso le alte frequenze vengono usate delle bobinette che possono essere poste in serie od in parallelo al carico (bobine di peaking), le quali debbono risuonare con le capacità parassite del circuito di uscita a ben determinate frequenze. La regolazione di tali bobine viene fatta mediante l'uso del Grid-Dip Mod. 32/S.

Nei circuiti per alta frequenza, ad esempio quelli dei televisori, vengono sempre usati condensatori di fuga e bobine di arresto. Sovente accade che detti elementi, per determinate frequenze o al di sopra di determinate frequenze, non esplichino più la loro funzione. Ciò accade per bobine di arresto, quando esse con la capacità distribuita fra le varie spire dell'avvolgimento, risuonano ad una frequenza inferiore alla massima utilizzata nel circuito in cui vengono usate. Occorre pertanto verificare la loro frequenza propria di risonanza. Ciò viene effettuato assai facilmente disponendole libere e con i terminali aperti, di fronte al Grid-Dip Mod. 32/S, come indicato nello schizzo di fig. 4 a), e misurando direttamente con esso la frequenza di risonanza cercata.

(*) Il Megaciclimetro mod. 32/S è costruito dalla Mecronic, Fabbrica Italiana Apparecchi Elettronici di Misura e Controllo, Milano.

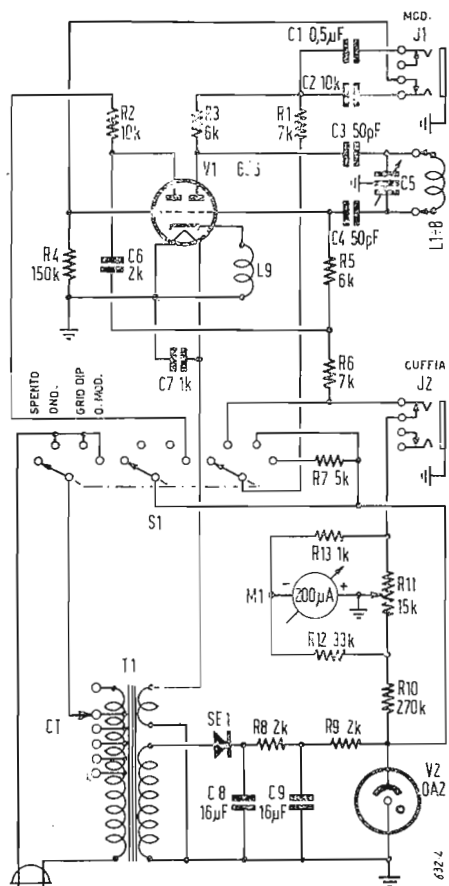



Fig. 6. - Circuito elettrico del Megaciclimetro Mecronic, mod. 32/S.

Per i condensatori di fuga, può avvenire che il collegamento fra due di essi posti a breve distanza, costituisca unitamente ai due condensatori, un risonatore parallelo, provocando un arresto anzichè una fuga delle frequenze prossime a quella di risonanza di tale circuito disturbante. Per accertarsene si misura la frequenza di risonanza di tale circuito mediante il Grid-Dip Mod. 32/S disposto come indicato nello schizzo di fig. 4 b).

### 3.2. - Uso come marker.

Non sempre quando si osserva all'oscillografo una curva di banda di un amplificatore di media frequenza o la caratteristica di un discriminatore, occorrono dei segnali marker controllati a quarzo. Sovente è solo necessario farsi rapidamente una idea dell'andamento di tali curve, ed in tal caso è assai più agevole usare il Megaciclimetro Mod. 32/S come generatore di marker.

### 3.3. - Neutralizzazione.

Si accoppia come indicato nello schizzo di fig. 5 a) il Megaciclimetro Mod. 32/S, usato come Grid-Dip, al circuito di ingresso dello stadio da neutralizzare avendo cura di disaccordare leggermente tale stadio. Senza alimentare il circuito in prova, si regola la sintonia dello stadio finale finchè si noti nell'apparecchio il caratteristico « dip » nella corrente di griglia. L'accoppiamento fra stadio finale e Megaciclimetro Mod. 32/S avviene attraverso la capacità da neutralizzare. In un secondo tempo senza più toccare il Megaciclimetro, si applicherà il condensatore di nautralizzazione e se ne regolerà la capacità fino ad ottenere il minimo « dip » di griglia.

### 3.4. - Verifica di onde stazionarie.

Quando un carico, ed in particolare una antenna, non è ben adattata alla linea di alimentazione proveniente da un generatore in funzione, si stabiliscono in tale linea delle onde stazionarie che possono essere individuate procedendo nel modo seguente: predisposto il Megaciclimetro Mod. 32/S come ondametro, lo si fa scorrere lungo la linea, per un tratto pari a circa 1/4 di lunghezza d'onda, a distanza ravvicinata e costante, come indicato in fig. 5 b). Solo quando il carico sarà adattato e di conseguenza non esisteranno più onde stazionarie, l'indicazione dello strumento resterà costante.

### 3.5. - Misura di capacità ed induttanza.

Avendo a disposizione un induttore di induttanza nota, che in particolare può essere costituito da una delle stesse bobine del Megaciclimetro Mod. 32/S, si collegherà mediante due morsetti a bocca di coccodrillo, ai terminali del condensatore di cui si voglia misurare la capacità. Si verificherà successivamente la frequenza di risonanza di tale circuito col Megaciclimetro Mod. 32/S e da essa si risalirà al valore della capacità, espressa in [pF], mediante la seguente formula:

$$C = \frac{25330}{F^2 L} \qquad (1)$$

dove $F$ è la frequenza espressa in [MHz] ed $L$ l'induttanza in [$\mu$H] della bobina di prova usata.

Con procedimento analogo, avendo a disposizione un condensatore di capacità nota, si può misurare l'induttanza di una bobina, facendo uso della stessa precedente formula (1), invertendo $C$ con $L$.

### 3.6. - Misura del coefficiente di risonanza Q di un risonatore.

Per tale misura occorrerà servirsi, oltre che del Megaciclimetro Mod. 32/S, di un voltmetro elettronico quale ad esempio l'Analizzatore Elettronico Mecronic Mod. 130/S.

Il circuito di misura è quello indicato in fig. 3 a), si accoppia cioè il Megaciclimetro Mod. 32/S, funzionante come Grid-Dip, al circuito risonante e si collega il voltmetro elettronico ai capi di detto risonatore. Si regola l'accoppiamento fino ad ottenere, alla frequenza di risonanza $F_0$, una discreta lettura $l$ nel voltmetro elettronico; si varia poi la frequenza del Megaciclimetro Mod. 32/S successivamente in meno ed in più rispetto a quella di risonanza fino ad incontrare le frequenze $F_1$ ed $F_2$ in corrispondenza delle quali la lettura sul voltmetro elettronico si riduce a 0,7 $l$. il $Q$ del circuito risonante sarà dato da:

$$Q = \frac{F_0}{F_2 - F_1} \qquad (2)$$

### 3.7. - Controllo finale dei televisori.

Si pone in funzione il Megaciclimetro Mod. 32/S, predisposto per il funzionamento come oscillatore modulato (barre), a distanza di alcuni metri dal televisore da collaudare, e si eseguono le seguenti prove:

Commutando il televisore sui cinque canali, si controllerà col megaciclimetro se essi corrispondono alle giuste frequenze. Col megaciclimetro accordato alle giuste frequenze dei canali, si dovranno vedere sul cinescopio, circa quattordici sottili barre orizzontali bianche su campo nero. Si regola poi la frequenza del megaciclimetro 4 MHz in più e se la larghezza di banda del televisore sarà corretta, le barre dovranno restare invariate, e non si dovrà sentire alcun soffio all'altoparlante.

Si constata il campo di regolazione del trimmer del gruppo di alta frequenza seguendo la portante col megaciclimetro.

Si verifica che sia corretta la regolazione della linearità del dente di sega verticale e la regolazione dell'ampiezza verticale.

Si misura poi la tensione continua sul controllo automatico e si constata, con e senza barre, se tale controllo automatico funzioni bene.

Tenendo presente che il megaciclimetro è modulato al 100%, si può verificare se sia corretta la regolazione del contrasto e della luminosità.

Se il comando di sincronismo verticale funziona bene, da un estremo all'altro di tale comando, le barre contate sul cinescopio passano da circa nove a circa diciassette e la posizione esatta si ha quando si vedranno circa quattordici barre.

Numerose altre misure effettuabili col Megaciclimetro Mod. 32/S potrebbero essere citate, quale ad esempio la taratura delle singole cellule di filtri, la misura della mutua induttanza $M$ e del coefficiente di accoppiamento $k$ fra due bobine, l'adattamento del carico ad un generatore col sistema della mezza deviazione, la ricerca di oscillazioni spurie e di oscillazioni armoniche negli oscillatori, ecc., ma quanto è stato fin qui accennato, è già sufficiente a dare una chiara idea dell'estrema utilità di questo piccolo apparecchio di uso universale.

## 4. - CARATTERISTICHE.

*Portata*: da 2 MHz a 350 MHz in 8 gamme.
*Precisione*: 2%.
*Sensibilità*: regolabile con continuità.
*Modulazione interna*: di ampiezza 100% con impulsi di larghezza circa 150 $\mu$ sec e cadenza circa 750 Hz (barre).
*Modulazione esterna*: di ampiezza fino al 30%.
*Alimentazione*: in c.a con cambio tensione da 110 a 280 V.
*Tubi usati*: 1 6J6 ed 1 OA2.
*Dimensioni*: 9,8 × 7 × 23,5 cm. *

# Altoparlanti Elettrodinamici a Doppio Cono*

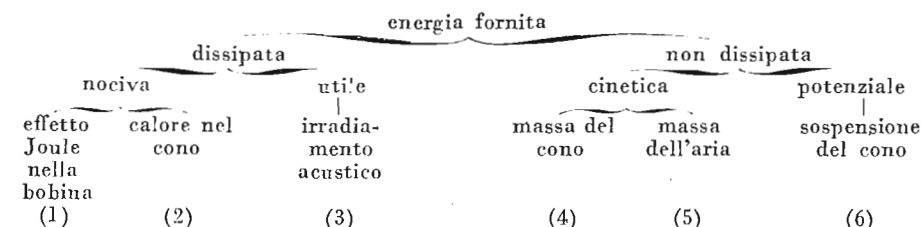
IN CONSIDERAZIONE dei progressi compiuti in questi ultimi anni dalla tecnica della riproduzione acustica si è reso necessario estendere il limite superiore delle caratteristiche di frequenza degli altoparlanti, portandola fino a interessare frequenze dell'ordine di 16.000 Hz.

## 1. - L'ALTOPARLANTE ELETTRODINAMICO A CONO.

Dei molti altoparlanti progettati fino ad oggi, il più diffuso è sempre l'altoparlante elettrodinamico, grazie ai numerosi pregi:

- rendimento soddisfacente;
- costruzione semplice;
- buona riproducibilità delle caratteristiche nella produzione in serie;
- vita lunga (circa 20 anni).

La parte più importante è costituita dal cono di carta. Esso può spostarsi liberamente secondo l'asse entro i limiti imposti dalla rigidità del fissaggio costituito da una zona ondulata lungo il bordo e da un centratore in vicinanza della sommità. A quest'ultima è fissata la bobina mobile, posta entro un campo magnetico radiale. Affinchè il cono possa muoversi rapidamente, sono necessarie delle forze abbastanza considerevoli e quindi delle correnti piuttosto elevate nell'avvolgimento che costituisce la bobina mobile. Poichè essa presenta necessariamente una resistenza (per piccola che sia) si determina una perdita per effetto Joule (1). Questa e le perdite termiche nel cono (2), costituiscono, dell'energia fornita all'altoparlante, la parte dissipata nociva. La parte dissipata utile è costituita invece dall'irraggiamento acustico (3). Accanto alla energia dissipata esiste una aliquota, abbastanza notevole, di energia non dissipata. Cioè energia cinetica dovuta al fatto che il cono (4) e l'aria circolante (5) sono in movimento, ed energia potenziale (6) entro il materiale che costituisce la sospensione del cono, sottoposti a deformazione elastica.

Le componenti energetiche suddette figurano nel bilancio energetico che qui tracciamo.

Quattro sono le frequenze, più o meno determinate, che rivestono una certa importanza nello studio accennato. Esse sono: la frequenza di risonanza $f_r$, la frequenza $f_1$ in corrispondenza della quale la lunghezza d'onda è confrontabile alle dimensioni dello schermo acustico; la frequenza $f_2$ in corrispondenza della quale la lunghezza è confrontabile alle dimensioni del cono ed infine la frequenza $f_3$ al di là della quale si verifica un moto vibratorio complesso. Come ordine di grandezza, si può ritenere che:

$f_r \approx 50$ Hz $\qquad f_1 \approx 300$ Hz

$f_2 \approx 600$ Hz $\qquad f_3 \approx 1000$ Hz

## 2. - LA CURVA DI RISPOSTA IN PRATICA.

Anzitutto alcune note sulla misura della potenza irradiata da un altoparlante. Si misura, solitamente, la pressione sonora in un punto determinato, ad esempio in un punto dell'asse dell'altoparlante a una distanza prefissata.

Se l'altoparlante irradia ugualmente in tutte le direzioni, la caratteristica ottenuta in tal modo, riportata in scala logaritmica, presenterebbe la medesima variazione di quella della potenza (cioè in proporzione al quadrato della pressione sonora).

In realtà, il diagramma di irradiazione dell'altoparlante è funzione della frequenza e generalmente in modo tale che il cono di irradiazione principale diviene sempre più stretto man mano che la frequenza aumenta. In conseguenza, la caratteristica di pressione misurata sull'asse nella regione delle frequenze elevate ($f > f_2$) è spostata verso l'alto rispetto alla caratteristica di potenza e quindi un poco più favorevole della realtà.

Nelle illustrazioni che accompagnano questo articolo, le curve di risposta rappresentano sempre la pressione sonora sull'asse, in funzione della frequenza e per una corrente alternata costante nella bobina mobile.

energia fornita

- dissipata
  - nociva
    - effetto Joule nella bobina (1)
    - calore nel cono (2)
  - utile
    - irradiamento acustico (3)
- non dissipata
  - cinetica
    - massa del cono (4)
    - massa dell'aria (5)
  - potenziale
    - sospensione del cono (6)

Per poter confrontare le qualità di diversi altoparlanti è necessario studiare la caratteristica di frequenza o curva di risposta.

### 2.1. - Riproduzione dei bassi.

Il suono di frequenza inferiore che può essere riprodotto senza distorsione da un altoparlante è determinato dalla frequenza di risonanza a sua volta legata alla rigidità (sospensione del cono al bordo e fissaggio al centro) e alla massa totale (cono, più bobina mobile, più carico dell'aria).

Benchè la frequenza di risonanza sia parzialmente funzione delle dimensioni del cono e della potenza d'ingresso massima ammissibile fissata in sede di progetto dell'altoparlante, non è difficile fissare tale frequenza ad un valore sufficientemente basso da garantire una eccellente riproduzione, per quanto riguarda l'altoparlante stesso, delle note più basse presenti nella musica.

Un altoparlante con cono di 30 cm di diametro può avere, per una potenza elet-

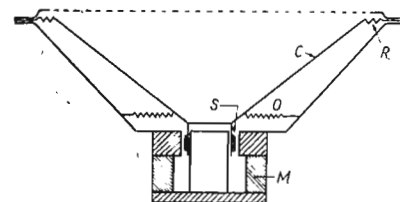



Fig. 1. - Sezione schematica di un altoparlante elettrodinamico. $C$ = cono, $R$ = bordo pieghettato, $O$ = sospensione al centro, $S$ = bobina mobile, $M$ = magnete.

trica massima di 15 W, una frequenza di risonanza di circa 20 Hz e con un cono di 20 cm di diametro, per una potenza elettrica di 10 W, una frequenza di risonanza di circa 45 Hz.

Al di sotto della frequenza di risonanza la potenza generata diminuisce di 12 dB per ottava, facendo riferimento a un altoparlante montato in schermo acustico ideale (infinitamente grande).

Nel caso più comune di altoparlante posto entro una schermo di dimensioni limitate, si ha una diminuzione supplementare a partire dalla frequenza $f_1$, di circa 6 dB per ottava.

Questa diminuzione può essere compensata alle frequenze non troppo basse con una modifica della risposta dell'amplificatore.

### 2.2. - Riproduzione delle frequenze centrali.

Al di sopra della frequenza di risonanza, per un altoparlante montato su uno schermo acustico grande, la potenza (a corrente costante) in funzione della frequenza è quasi costante, almeno per $f < f_2$.

Nella regione $f > f_2$ si ha teoricamente una diminuzione. Quanto precede riguarda la sola parte dello spettro acu-

(*) Rielaborato da un articolo di J. J. SCHURINK, *Le Haut-Parleur Electrodynamique a Double Cone*, « Revue Technique Philips », aprile 1955, 16, 10, pag. 301.

stico per il quale tutte le parti del cono vibrano in fase.

Il limite superiore di questa regione (frequenza $f_3$) è posto generalmente attorno ai 1000 Hz: un po' meno per i coni di grandi dimensioni, un po' di più per quelli piccoli. Oltre 1000 Hz. il cono inizia ad accusare un moto vibratorio complesso. Solamente una parte posta in prossimità della bobina mobile vibra in fase. Verso la periferia si presentano varie « linee nodali ».

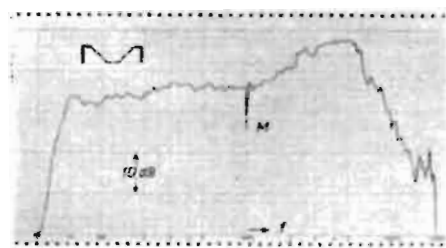



Fig. 2. - Curva di risposta di un altoparlante con cono di 20 cm. Il marker *M*, ottenuto per interruzione momentanea della corrente nella bobina mobile, indica la frequenza di 1000 Hz.

A seguito di tali fenomeni, la massa effettiva del cono tende a diminuire a frequenze crescenti e quindi le velocità di spostamento tendono ad aumentare e con esse la pressione.

### 2.3. - Riproduzione degli alti.

Scegliendo opportunamente la materia costitutiva del cono è possibile determinare l'insorgere di un moto vibratorio tale che la caratteristica della pressione sonora continui ad innalzarsi regolarmente nella regione oltre i 1000 Hz, cosa che consente una riproduzione soddisfacente fino a 6000 ÷ 8000 Hz.

A frequenze ancora più alte, la caratteristica cade rapidamente perchè la parte di cono che vibra in fase diviene troppo piccola.

Affinchè la potenza irradiata non decresca al crescere della frequenza, è necessario che la curva della pressione sonora aumenti in ragione di 6 dB per ottava. E' difficile soddisfare questa condizione con mezzi meccanici. Di solito ci si accontenta di 4 dB per ottava. compensando quanto manca con opportuna regolazione dell'amplificatore.

Se si impiega l'altoparlante in unione a un amplificatore capace di fornire una tensione di uscita indipendente dalla frequenza per un segnale d'ingresso costante, è necessario tener conto di quanto la corrente nella bobina mobile è funzione dell'impedenza di quest'ultima.

Comunemente. l'impedenza degli altoparlanti cresce rapidamente con lai frequenza (fig. 3).

## 3. - DISTORSIONE.

La distorsione di non-linearità presentata da un altoparlante è dovuta, parte al fatto che la forza di richiamo e lo spostamento non sono proporzionali (la rigidità della sospensione non è costante, ma cresce con lo spostamento), parte al fatto che la forza esercitata sulla bobina non è determinata esclusivamente dalla corrente, ma anche dalla posizione della bobina nel campo magnetico (non perfettamente omogeneo).

Vi è modo di ottenere un rapporto quanto più possibile costante tra la forza e la corrente scegliendo convenientemente il rapporto tra altezza del traferro e altezza dell'avvolgimento della bobina mobile ed agendo sulla variazione di induzione nel traferro.

Si può rimediare alla mancanza di proporzionalità tra forza di richiamo e spostamento scegliendo convenientemente la materia del cono e verificando che le rigidità dei due elementi di sospensione del cono abbiano un rapporto conveniente.

La distorsione di non non-linearità si manifesta praticamente in modi diversi. Nella regione di frequenza, sotto i 1.000 Hz che essa si traduce nella presenza di armoniche di ordine superiore. Se si estende l'esame allo spettro di frequenze superiori, acquista importanza la distorsione di intermodulazione. Essa consiste nella apparizione di frequenze $fa + fb$ e $fa - fb$ nel caso di presenza simultanea di due frequenze $fa$ ed $fb$ nel segnale d'ingresso. Soprattutto la frequenza $fa - fb$ è da temere. nel caso di frequenze elevate, in quanto può cadere al centro dello spettro.

Anche la forma della curva di risposta influisce sulla distorsione di intermodulazione.

## 4. - AMPLIAMENTO DELL'INTERVALLO DI FREQUENZE DA RIPRODURRE.

Allorchè sorse il problema di aumentare di una ottava l'intervallo di frequenze da riprodurre, si tentò di modificare l'altoparlante elettrodinamico, che già buone prove aveva fornito fino a 8000 Hz in modo da fargli soddisfare le nuove esigenze.

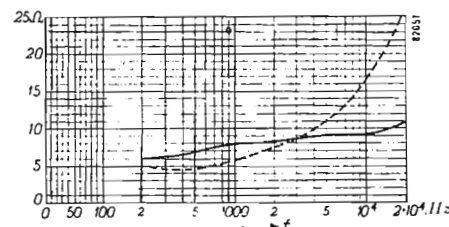



Fig. 3. - Impedenza della bobina mobile in funzione di *f* di un altoparlante a impedenza costante (tratto continuo) confrontato con l'impedenza di un altoparlante normale.

Ci si accorse allora che era desiderabile non solo aumentare la sensibilità alle frequenze più alte, ma anche di migliorare il diagramma di irradiamento nella regione delle frequenze più alte, in modo da ottenere una migliore « dispersione » del suono in presenza di acuti. Con un solo cono, l'irradiamento sonoro è sempre più limitato a un fascio stretto man mano che ci si sposta verso le frequenze più elevate. Uno dei mezzi che consente di ottenere un diagramma di irradiamento più largo, a parità di altre condizioni, è l'uso di un cono avente angolo d'apertura grande.

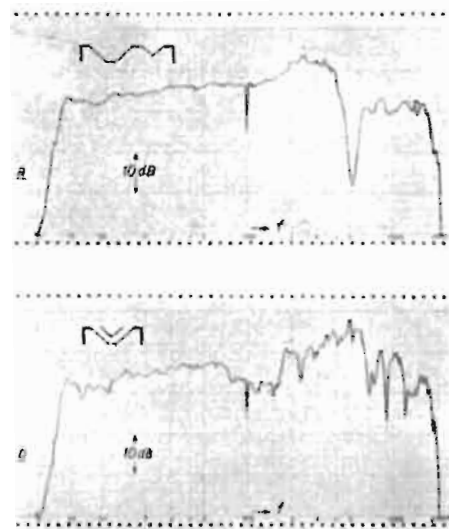



Fig. 4. - *a*) Caratteristica di due altoparlanti affiancati contenuti in un medesimo mobile acustico. *b*) La stessa caratteristica per due altoparlanti disposti coassialmente.

Un ampliamento limitato. della regione delle frequenze più alte (fino a 12000 Hz) può essere conseguito mediante un indurimento di alcune parti del cono.

### 4.1. - Combinazione di due altoparlanti.

Si è già detto che la caratteristica di frequenza si estende verso le frequenze più elevate allorchè si riducono le dimensioni del cono e della bobina mobile purchè entrambi abbiano una massa quanto più possibile ridotta e il materiale di cui è costruito il cono sia scelto in modo da assicurare una rigidità relativamente maggiore. In tal modo è possibile realizzare un altoparlante capace di riprodurre, con rendimento soddisfacente, le frequenze fino a 15.000 Hz, ma evidentemente poco adatto alla riproduzione corretta dei bassi.

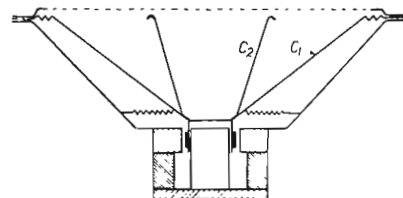



Fig. 5. - Sezione schematica di un altoparlante elettrodinamico a doppio cono. La costruzione è simile a quella di fig. 1. $C_1$ = cono esterno. $C_2$ = cono interno.

Si può pensare allora di affidare la riproduzione dell'intervallo di frequenza

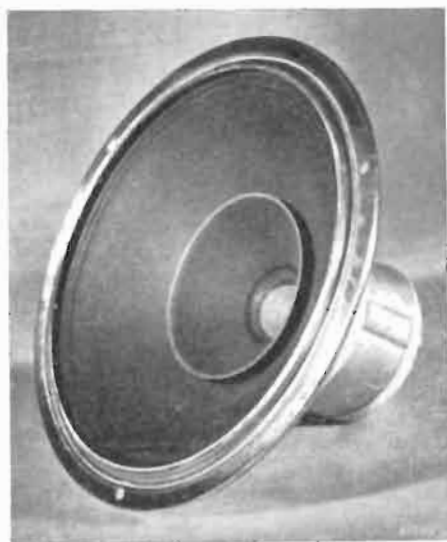



Fig. 6 - Altoparlante a doppio cono di costruzione Philips, modello 9710 M. E' ben visibile la disposizione dei due coni concentrici, secondo lo schema di fig. 5.

Fig. 7. - *a*) Caratteristica di un altoparlante a doppio cono (senza schermo). *b*) Caratteristica del solo cono esterno dell'altoparlante suddetto, a titolo di confronto.

desiderata a due altoparlanti: uno fino a frequenze di 8000 Hz e un secondo da 8000 Hz fino al limite superiore della sua possibilità. Per quanto la soluzione possa sembrare semplice e razionale, essa non è priva di inconvenienti. Anzitutto il rendimento dell'altoparlante piccolo sarà inferiore a quello del grande, per cui la riproduzione degli alti pur essendo migliorata, si manterrà a un livello troppo basso. Cosicchè per l'effetto acustico di mascheramento (soffocamento dei suoni deboli da parte dei suoni forti) il miglioramento risulterà illusorio.

Unico rimedio potrebbe essere quello di ridurre il rendimento dell'altoparlante più grande, risoluzione, questa, assolutamente ineconomica.

Ma esiste un ulteriore inconveniente ad operare con due altoparlanti. Dal momento che i due coni non vibrano in fase e che lo sfasamento dipende dalla frequenza e dalla direzione, si determinano delle interferenze, cosicchè, nella regione di transizione, la caratteristica di frequenza del complesso può presentare forti irregolarità. A ciò è possibile rimediare allontanando i due altoparlanti. I minimi ed i massimi di interferenza sono allora attenuati e la caratteristica assume un aspetto più regolare. Occorre però che gli altoparlanti siano distanti almeno qualche metro.

Anche il disporre l'altoparlante più piccolo entro il cono di quello più grande può non essere una soluzione brillante (come appare dalla fig. 4 b).

## 4.2. - Altoparlanti a doppio cono.

Una soluzione che ha dato buoni risultati consiste nell'utilizzare un solo altoparlante con due coni. Un tale altoparlante possiede un piccolo cono disposto nell'interno di quello più grande e con questo solidale (fig. 5).

Dimensionando convenientemente (massa e rigidità) il cono interno, si può fare in modo che nella caratteristica di frequenza spariscano le irregolarità della regione di transizione (fig. 6a). L'aumento della massa del cono maggiore a causa della presenza di quello piccolo favorisce la continuità tra la zona delle frequenze centrali e quella delle frequenze alte. Inoltre, nell'intervallo 3000-8000 Hz (entro il quale il cono maggiore funziona da radiatore), il piccolo agisce come elemento di dispersione e migliora considerevolmente il diagramma di radiazione entro tale gamma. Al di là degli 8000 Hz il ruolo di radiatore è assunto dal cono minore e mantenuto fino a 18.000 Hz. Il cono esterno funziona allora da riflettore migliorando, anche in questo caso, il diagramma di radiazione.

(*Trigger*)

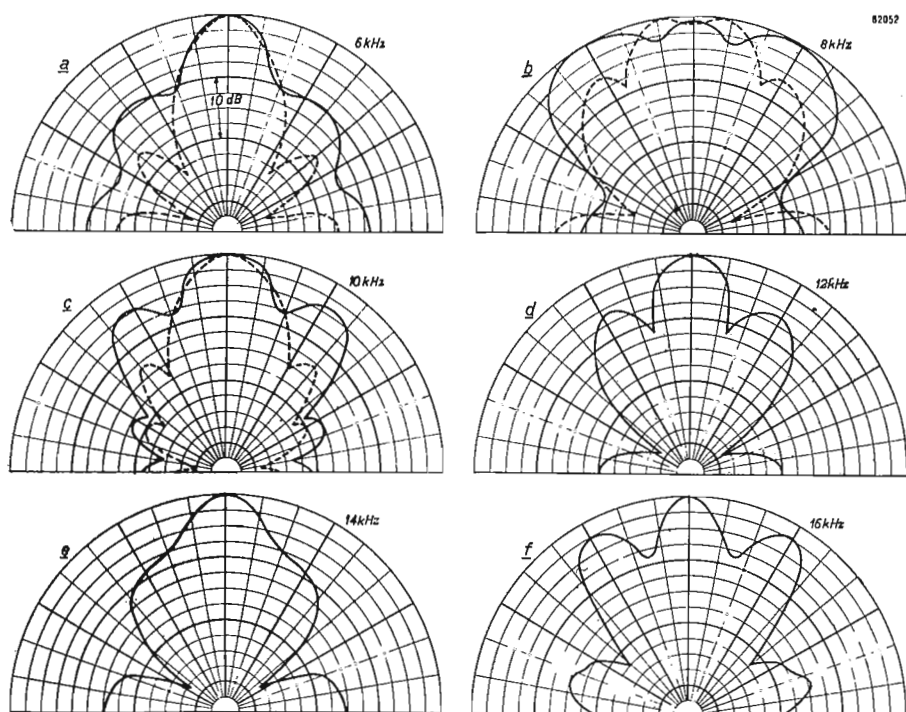



Fig. 8. - Diagrammi di irradiamento di un altoparlante a doppio cono con cono esterno di 20 cm (senza cono interno la linea tratteggiata) per frequenze di 6, 8, 10, 12, 14, e 16 kHz. La scala radiale è logaritmica.

(segue da pag. 331)

*Non sarà difficile prevedere o modificare uno dei 5 canali dal selettore d'ingresso dei televisori per tale nuovo canale ausiliario.*

*Infine un'ultima soluzione radicale, anche agli effetti delle disponibilità di numerosi altri canali di ricezioni TV, sarebbe quella di utilizzare le onde decimetriche della banda delle U.H.F. (da 500 a 800 MHz) incominciando ad adottarle pei nuovi ripetitori.*

*E' questa la soluzione già adottata da qualche anno negli U.S.A. Ciò naturalmente coinvolge lo studio e la creazione di dispositivi di conversione di frequenza (da quelle delle U.H.F. ad uno dei 5 canali attuali) da aggiungere esternamente (od internamente) ai televisori normali.*

*Come vedesi, alle crescenti difficoltà tecniche, che possono ostacolare l'estensione del servizio TV, non mancano delle pratiche e possibili soluzioni.*

*Il prossimo futuro ci dirà quali delle soluzioni sopra prospettate verranno scelte ed adottate dai competenti organi tecnici.*

*A. BANFI.*

## Premesse di Eufonotecnica Teorica per la Costruzione di un Compositore

# La Musica come Organizzazione di Forze, di Impulsi, La Formula Generale dell'Espressione Musicale

di Italo Graziotin

### 1. - RIASSUNTO DEGLI ARTICOLI PRECEDENTI.

NEL PRIMO ARTICOLO (1) si dà anzitutto notizia della recente costruzione in America, di un apparecchio sintetizzatore dei suoni, capace di creare ogni timbro concepibile, ogni suono, compresa, naturalmente, la voce umana, e della costruzione, avvenuta qualche tempo fa, di un apparecchio compositore ed esecutore di musica, il Rhythmicon, capace di realizzare forme musicali come il « Drumming » aborigeno africano.

Si sviluppa, quindi, rapidamente una visione storica: si accenna a Pitagora, si esaminano bene le intuizioni di Eulero circa il problema della consonanza e della natura prima dei suoni, intuizioni che precorsero l'enunciazione delle leggi fondamentali dell'eufonotecnica, si accenna a Helmholz, alle sue teorie sui battimenti, ad altri e, infine, ai recenti studi del Righini.

Quindi si enunciano le quattro Leggi base dell'Eufonotecnica: 1.a la Legge del denominatore, 2.a la Legge del m.c.m., 3.a la Legge della proporzionalità agli impulsi, 4.a la Legge fisiologica della perduranza.

Nel secondo articolo (2) si tratta della dissonanza di relazione, rimandando all'Appendice lo sviluppo dei calcoli necessari per arrivare ai detti valori.

Quindi si fa un esame storico-evolutivo dello sviluppo del problema e dei risultati conseguiti dall'uomo fino ad oggi. Si chiarisce così come si sia preferita una scala temperata, e precisamente una scala temperata a 12 suoni.

Nel terzo articolo (3) si parla delle unità di misura eufonotecniche, del diagramma eufonometrico, dell'altezza di natura prima. Si considera anzitutto come i vocaboli qualificanti la musica siano tutti analizzabili nella loro struttura psicologica e riducibili a un certo numero, esattamente 23, unità di misura elementari, organizzate nel diagramma eufonometrico. Si mostra quindi come la quantitazione delle unità avvenga attraverso misurazioni semplici, formule e calcoli, e come con tale procedimento tecnico sia possibile asserire se un dato sviluppo di suoni nel tempo è musica o meno e, in caso positivo, a quale tipo di musica appartenga.

Si esamina poi la tabella dell'Altezza di natura prima, mentre nell'Appendice si sviluppano i calcoli corrispondenti.

Si considerano infine brevemente le applicazioni possibili.

Nel quarto articolo (4) si tratta della materia come origine delle onde sonore, del timbro, della omogeneità e della leggerezza dei suoni, degli strumenti musicali tradizionali e moderni, dello strumento totale.

Si considera la necessità di esaminare con spirito di classica razionalità e di sintesi i problemi delle oscillazioni elementari molecolari, utilizzando la più moderna conoscenza raggiunta dai ricercatori nel campo.

Si riportano le leggi del moto oscillatorio pendolare e si esamina come applicarlo ai reticoli molecolari.

Si studia, in accenno, il caso particolare delle corde musicali.

Poi si esaminano i fenomeni di riflessione, riverbero, interferenza, somma, battimenti, terzo suono, risonanza, dipendenti dalla forma complessiva del corpo i cui reticoli molecolari sono in oscillazione e dall'ambiente in cui esso è posto. Si considerano le onde stazionarie e le onde di propagazione. Poi gli strumenti a fiato, le casse armoniche, le sale di audizione, la cavità orale. Quindi si esamina la formazione delle onde sonore per azione di un mezzo oscillante comandato, la possibilità di sommare, sottrarre e di effettuare altre operazioni a priori sulle oscillazioni, e il problema della stereofonia. Infine si esaminano le vaste possibilità di realizzazioni dell'avvenire.

Nel quinto articolo (5) si sviluppano i seguenti argomenti: determinazione della basale utile o percepita; considerazioni circa le basali successive o di fondo, circa l'andamento delle basali nel tempo e l'avvicendarsi delle basali in funzione utile; definizione e uso della bruschezza di passaggio dei valori istantanei di dissonanza di relazione e della bruschezza di passaggio dei valori successivi di natura prima; esame e utilizzazione delle variazioni dei valori dissonanziali e della natura prima; sviluppo teorico e applicativo circa l'altezza assoluta o posizione, il disserramento isocrono, extracrono monofonico ed extracrono polifonico, e circa la variazione dell'altezza assoluta; definizione e uso della velocità e della variazione della velocità; distinzione tra la velocità musica e la velocità tempo; considerazioni circa la pressione o intensità e la variazione corrispondente; considerazioni circa il ritmo; impostazione del problema matematico della composizione musicale in generale; definizione della formula generale di composizione e delle formule di composizione dell'impostazione; descrizione del materiale di sviluppo applicativo utile alla creazione tecnica di una impostazione melodica; creazione tecnica di una impostazione melodica come esempio applicativo.

Nell'Appendice dello stesso articolo si tratta della determinazione del grado di varietà di una caratteristica qualsiasi, determinazione utile in tanti sviluppi eufonotecnici; si enuncia il Principio di asserramento maggiore e il Principio di semplicità o facilità maggiore; si accenna alla necessità di una nuova notazione musicale.

Nel sesto articolo (6) si sviluppano i seguenti argomenti: definizione delle unità organizzative dell'opera musicale; considerazioni circa la dissonanza di relazione finale, semifinale, intermedia, circa l'impostazione e i parallelismi; distinzione tra i diversi tipi di parallelismo; definizione dei parallelismi di dissonanza, di natura, di posizione, di velocità, di pressione; considerazioni circa la formazione del ritmo; definizione delle formule della composizione dei parallelismi musicali; descrizione del materiale di sviluppo applicativo utile alla creazione tecnica dei parallelismi melodici; creazione tecnica di parallelismi melodici come esempio applicativo per il completamento di un breve brano musicale.

Nell'Appendice dello stesso articolo si definiscono i calcoli dei valori di esattezza di parallelismo di natura prima tra le 12 note della tredicesima (ottava) temperata, e si esemplifica opportunamente; si enunciano i Principi di parallelismo maggiore di dissonanza, di natura, di posizione, di velocità, di pressione.

Nel settimo articolo (7) si tratta della composizione musicale a sviluppo lineare, a sviluppo ramificato, a sviluppo sezionato; si descrive il compositore automatico di musica in generale, i vari tipi di compositore, i comandi del combinatore di polifoni, l'uso del suddetto e si accenna alla composizione eufonotecnica nell'avvenire.

### 2. - LA MUSICA COME ORGANIZZAZIONE DI FORZE, DI IMPULSI, DI DISPOSIZIONI.

Concluso coll'articolo precedente l'argomento specifico del compositore automatico di musica, chiudo col presente, ove tratto di problemi eufonotecnici generali ed essenziali, questa serie di articoli.

L'ascoltatore-amatore della musica considera i suoni musicali in ragione dello stato emotivo e di interessamento che tali suoni suscitano in lui. E noi sappiamo ormai che tanto minore è la difficoltà unitaria che l'ascoltatore deve superare perchè entrino in azione i suoi cicli calcolatori cerebrali, tanto più alta è, nel gioco di tutte le cause intervenenti, la spinta all'interessamento che sorge in lui.

Così come l'ascoltatore-amatore non considera la musica come fenomeno di più o meno difficile esame, pure non considera la musica come « organizzazione » fisica di for-

---

(1) A. Vinci, « *l'antenna* », aprile 1955, XXVII, 4, pag. 100.

(2) I. Graziotin, « *l'antenna* », maggio 1955, XXVII, 5, pag. 128.

(3) I. Graziotin, « *l'antenna* », luglio 1955, XXVII, 7, pag. 182.

(4) I. Graziotin, « *l'antenna* », agosto 1955, XXVII, 8 pag. 214.

(5) I. Graziotin, « *l'antenna* », settembre 1955, XXVII, 9, pag. 236.

(6) I. Graziotin, « *l'antenna* », ottobre 1955, XXVII, 10, pag. 276.

(7) I. Graziotin, « *l'antenna* », novembre 1955, XXVII, 11, pag. 312.

# Automatico di Musica (Combinatore di Polifoni) e di uno Strumento Totale

# di Disposizioni

*Ottavo ed ultimo articolo di questa serie*

ze, di impulsi, di disposizioni: altro aspetto reale e fondamentale.

Queste limitazioni, che l'uomo non si prospetta neppure di completamente abolire, perchè in questo stadio della sua evoluzione non ne è capace, gli impediscono di intelligere il fenomeno e così di padroneggiarlo.

Sì, è vero che l'uomo ha indagato circa la natura, la consistenza fenomenica dei suoni. E' vero che ha indagato circa le regole di messa assieme o composizione dei suoni. Tuttavia non si è ancora prospettato il problema matematico del complessamento dei suoni intesi come attuazione di forze, di impulsi, di disposizioni equivalenti alle forze, agli impulsi, alle disposizioni che costituiscono la dinamica-geometria dell'individuo nel tempo.

Per l'Eufonotecnico, invece, questo è il problema unico e totale. L'eufonotecnico analizza e usa, così, il mezzo d'espressione artistico per quello che è, non per quello che appare, cioè è capace di complessare, con processo cosciente, gli elementi che stanno alla base della corrispondente branca di complessamento della conoscenza.

Tal quale fa il chimico quando unisce un dato numero di elementi chimici sapendo, a priori, ciò che ne uscirà. Tal quale fa il progettista di una macchina, il costruttore di una casa quando complessa nello spazio e nel tempo gli organi della macchina o il materiale da costruzione.

Accingiamoci, così, cogli occhi del fisico, dello psicologo, dell'artista a questo esame di sintesi.

### 3. - LE FORZE.

Non è possibile qui entrare in dettagli distinguendo le varie forze che si estrinsecano nella musica. Considererò questo argomento dopo aver esaminato tutti gli sviluppi teorici di base delle tecniche artistiche (eumorfotecniche) specifiche, perchè mentre queste tecniche sono diverse tra loro alla base, si uniscono alla vetta. E si uniscono proprio perchè le forze, comunque estrinsecantisi, gli impulsi, comunque concretati, le disposizioni, con qualunque « mezzo » disegnate, sono le stesse, diverse da caso a caso come valori quantitativi in ragione dell'espressione, diverse come mezzi materianti, ma sempre le stesse, compendiate tutte dalle stesse formule essenziali, misurate dalle stesse unità di misura.

Ora mi limito, pertanto, a dare alcuni esempi di forze sia semplici che complesse.

— un tocco melodico su lieve ordito orchestrale stanno a indicare il poco sviluppo delle forze sonore in tali punti della composizione,

— una musica fragorosa, intensa di melodie sovrapposte e di accompagnamenti sta a indicare molto sviluppo delle forze sonore in generale,

— una musica senza sospensioni, continua, interminabilmente, sta a indicare lo sviluppo delle forze sonore in determinato modo,

— una musica coi tempi larghi, note lunghe, con solennità e armonia ha certe forze sonore particolarmente sviluppate.

### 4. - GLI IMPULSI.

Così mi limito a dare alcuni esempi di impulsi, sia semplici che complessi.

— un prorompere di suoni repentino e nell'ambiente orchestrale appena tratteggiato, significa la presenza di un certo forte impulso,

— una melodia legata, a costante intensità significa la quasi assenza di impulsi di determinato tipo,

— un alternarsi di suoni e di pause, di note intense e di note deboli sta a indicare la presenza di diverse qualità e valori di impulsi sonori.

### 5. - LE DISPOSIZIONI.

Così pure mi limito a dare alcuni esempi di disposizioni, sia semplici che complesse.

— una melodia iniziata e condotta per tutto il suo congruente ciclo fino alla conclusione armonica e chiudente il disegno posizionale, significa lo sviluppo di certe caretteristiche disposizionali, cioè di certe disposizioni,

— una melodia e una orchestrazione di suoni ben distinta, cioè senza disturbi, rumori, suoni disarmonici, cacofonie, significa disposizioni provviste di date peculiarità,

— una musica frastornata, caotica ha determinate altre caratteristiche, cioè le disposizioni sviluppate sono di dato tipo,

— una musica di semplice, lineare melodia ha le sue proprie particolarità disposizionali,

— una melodia complicata, ove i disegni melodici si accavallano ordinatamente, mentre gli accompagnamenti sottolineano, ha le sue proprie caratteristiche, cioè ha lo sviluppo di particolari disposizioni.

Che la musica sia un complessamento di forze, di impulsi, di disposizioni è facilmente constatabile.

Il difficile, invece, sta nell'aver l'idea esatta di che cosa si intende per forze elementari, impulsi elementari, disposizioni elementari.

Tuttavia io non ho che da riallacciarmi al terzo articolo di questa serie, ove ho trattato proprio delle Unità di misura eufonotecniche e del Diagramma Eufonometrico; le quali unità di misura sono proprio quelle delle forze elementari, degli impulsi elementari, delle disposizioni elementari di cui qui si parla; e il quale diagramma eufonometrico è proprio quello abbracciante tutti i valori degli elementi eufonometrici, ovvero i valori di tutte le forze, di tutti gli impulsi, di tutte le disposizioni elementari.

Difatti le schedine delle caratteristiche (8) non sono altro che le precisazioni dei limiti di escursione delle quantità delle forze, degli impulsi e delle disposizioni elementari, che devono essere rispettati, affinchè si realizzino le caratteristiche stesse.

E' importante questo allacciamento e non è possibile che mi ripeta o propriamente estenda. Coloro che hanno la mente già preparata a questi problemi fondamentali capiranno. Capiranno tutta la vastità e l'essenzialità delle relazioni tra queste teorie e quasi tuti gli altri campi del sapere umano, e tutta l'influenza che questo apporto non potrà non esercitare sulla conoscenza tutta nell'avvenire più o meno prossimo e più o meno remoto.

Coloro che trovano difficoltà a stabilire queste relazioni, sarebbe bene ci pensassero su, studiandosi questi articoli e le nozioni fondamentali delle scienze note dell'individuo.

### 6. - LE FORMULE DI COMPOSIZIONE MUSICALE E IL LORO INSERIMENTO NELLA FORMULA GENERALE DELL'ESPRESSIONE MUSICALE.

Tutti i calcoli sviluppati finora negli articoli precedenti circa la dissonanza, la natura, la posizione, la pressione, la velocità delle note, delle impostazioni, dei parallelismi, le formule di composizione considerate si inseriscono nei calcoli e nella formula più generale relativa all'espressione musicale.

Per rendere bene conto di ciò occorrerebbe definire ciascuna forza elementare, ogni impulso elementare, tutte le disposizioni elementari.

Non essendo questo ora possibile mi devo limitare alle considerazioni generali. Si ha un diagramma di 23 valori, cioè il diagramma eufonometrico e i 23 elementi eufonotecnici.

A ciascun elemento corrisponde una formula più o meno semplice. Si determina ciascun valore di cui sopra effettuando particolari misurazioni sulla musica, impostando queste misurazioni nelle corrispondenti formule degli elementi eufonometrici, e risolvendo le formule stesse.

I valori rilevati o calcolati nelle unità di misura fonotecniche ed eufonotecniche finora considerati in questi articoli, devono essere usati nelle formule delle unità di misura eufonotecniche o elementi eufonometrici in quanto dette formule determinano proprio come devono essere manipolati quei valori perchè siano ricavati le forze elementari, gli impulsi elementari, le disposizioni elementari cercate. Cioè quelle forze, quegli impulsi, quelle disposizioni che, complessate determinano qualsiasi caratteristica musicale, qualsiasi espressione individuale, qualsiasi modalità animica.

### 7. - LA FORMULA GENERALE DELL'ESPRESSIONE MUSICALE.

Ho già specificato in che consiste e quali riferimenti abbia. Il complesso di tutte le formule degli elementi eufonometrici costituisce il sistema delle formule ovvero la Formula generale dell'Espressione Musicale.

Mi rimane solo da sottolineare il fatto che questa formula generale padroneggia propriamente l'espressione musicale, che l'uso di essa, quindi, propriamente rende una qualsiasi predeterminata espressione musicale. Ecco il grande fatto.

Non solo si potrà tecnicamente comporre musica, ma si potrà, questo io asserisco in piena coscienza e con sufficiente conoscenza, si potrà rendere una qualsiasi espressione. L'espressione del momento d'ira di un uomo volgare, l'espressione della calma olimpica di un artista in contemplazione, l'espressione di una donna sensibile addolorata per una sciagura famigliare, il pianto di un bimbo, l'ambizione di conquista di un dominatore, l'umile supplica di un mendico, il trambusto di una metropoli... Tutto ciò plasmando i suoni, o gli altri mezzi materiali d'arte, secondo le formule.

Con tutto questo, però, non d'un alito sarà menomato il primato dell'Artista, perchè tutta questa conoscenza, tutti questi mezzi teorici

(8) I. GRAZIOTIN: *Le unità di misura eufonotecniche. - Il diagramma eufonotecnico. - L'altezza di natura prima.* «*l'antenna*» luglio 1955, XXVII 7, pag. 182.

saranno sempre perfettibili, mentre l'Opera d'Arte è imperfettibile, perchè perfetta.

L'opera d'arte rappresenta il massimo di quanto può rendere l'uomo in una data epoca in perfezione di rappresentazione della sua Anima.

Mentre questi mezzi tecnici possono aspirare a tale massimo, come ogni conoscenza può aspirare al suo proprio massimo, ma per raggiungerlo hanno bisogno sempre dell'opera sottile e ultima dell'uomo, dell'Artista, vale a dire di quell'Uomo nel cui cervello i cicli di calcolo realizzano proprio quella perfezione di organizzazione che, per ragioni pratiche e teoriche, altrimenti non è attuabile ancora.

Solo in un lontano avvenire sarà possibile la creazione di automatismi capaci di comporre totalmente coi proprii mezzi l'opera d'arte. Sarà realizzare l'automatismo corrispondente al cervello dell'Artista.

Ma, allora, l'Uomo sarà molto più evoluto di quanto lo è ora, che ha bisogno, oltre che del cervello, del cuore, cioè della propria organizzazione espressiva, per creare, dopo tanti sforzi l'Opera!

Tutti coloro che mi hanno fatto o mi vogliono fare l'osservazione dell'insopprimibilità e dell'insostituibilità dell'Arte, devono tener presente quanto da me sopra asserito.

**8. - LA TECNICA COMPLETA DI COMPOSIZIONE MUSICALE E LA RELATIVA AUTOMAZIONE.**

La tecnica di composizione musicale attualmente si deve limitare al compimento dei primi passi lungo questa nuova e rivoluzionaria direzione, che porta l'uomo verso la visione di sintesi della conoscenza, la quale gli permetterà, passaggio obbligato, di integrare in se stesso i molteplici aspetti della realtà, e così, di procedere nella sua evoluzione.

Questi primi passi nel campo dell'eufonotecnica consistono, anzitutto, nella realizzazione di combinatori di polifoni precalcolati, cioè nella composizione ramificata; quindi nell'uso coordinato della selezione comandata della qualità musicale istantanea; infine nella composizione in base alla formula generale dell'espressione, istante per istante, in modo da soddisfare il diagramma espressivo nel tempo.

Di quest'ultimo passo, tuttavia, non è possibile parlare specificando, perchè devo prima, come già dissi, esaminare tutte le arti alla base per arrivare, in tutte le arti assieme, all'esame delle forze elementari, degli impulsi elementari, delle disposizioni elementari.

Determinati i cicli cerebrali di calcolo, la tecnica normale di meccanica e, soprattutto, di elettronica permetterà, più o meno facilmente, di concretarli in tecnicismi in automatismi.

Rimando, quindi, a suo tempo l'esame di questi argomenti.

**9. - LE ALTRE ARTI COME ORGANIZZAZIONI DI FORZE, DI IMPULSI, DI DISPOSIZIONI CON ALTRI MEZZI MATERIALI.**

Le altre arti sono, in base a processi compositivi, plasmativi in tutto analoghi a quelli rapidamente esaminati con questa serie di articoli concernenti l'eufonotecnica.

Ciò può sembrare strano in quanto diversissime sono le « forme » con cui l'arte si concreta in un campo, rispetto alle « forme » con cui l'arte si concreta in un altro campo. Sembra strano a chi esamina superficialmente i fenomeni artistici.

Esaminando nell'ultima sostanza il suono di una musica, i treni o fronti d'onda dei fotoni emessi da una opera d'arte pittorica o scultorea, la mole di una architettura, la dinamica e la cinematica di un balletto, e così via, si riscontra sempre la massa in movimento, in determinato movimento, in movimento caratterizzato da formule sempre corrispondenti: il movimento della molecola di aria, del fotone, del corpo della danzatrice; oppure si riscontra la massa più o meno idonea al movimento, alla velocità del movimento, naturalmente a parità di impulso: la mole robusta e pesante di una costruzione dorica rispetto alla struttura leggera e femminile di un edificio ionico, la truculenza e la lentezza, arguibile, di un obeso e la sveltezza di un ipertiroideo, con formule statiche corrispondenti alle sopra considerate dinamiche.

Si riscontrano, poi, Princìpi di Unità di Quantitazione, quale che sia il mezzo quantitato, quale che sia l'arte intervenente. Quella unità di quantitazione che stanno alla base di tante Leggi di Corrispondenza.

E le formule non sono solo relative alla massa in movimento, cioè alle forze e agli impulsi, bensì sono relative anche alle disposizioni di tali masse o corpi reciprocamente e nel tempo.

Entra, così, in gioco il fattore cerebrale o cogitativo nell'opera, mentre l'aspetto dinamico-cinematico costituisce il fattore emotivo, o affettivo-attivo, ovvero del sentimento e della volontà.

Sempre, quali che siano gli oggetti o i corpi disposti: siano essi delle successioni, o treni, o fronti d'onda di fotoni; siano essi dei complessi vibranti e diffondentisi di suoni; siano degli intrecci di righe, materiate di colori su un supporto, siano essi un volteggiare di uccelli, di aerei, di razzi; comunque.

**10. - LE FORMULE DELL'ESPRESSIONE DELLE ALTRE ARTI E LA FORMULA GENERALE DELLA ESPRESSIONE ARTISTICA.**

Così ogni arte ha la sua formula generale dell'espressione, che non è altro che la copia della formula generale dell'espressione di un'altra arte, sorella, translata, dirò così, di tecnica di fondo, ovvero di materiazione.

Quindi vi è propriamente una Formula genreale dell'Espressione Artistica che vale per tutte le arti.

Questa formula si collega, mediante il diagramma antropoindividuometrico alla dinamica-geometria, cioè all'espressione, vissuta dall'individuo, quale che sia egli, cioè a quale che sia specie appartenga.

Dalla formula generale espressiva artistica si scende, impostando in essa i dati relativi alla consistenza fenomenica del materiale strutturante l'opera, si scende alla Formula generale dell'Espressione della singola Arte.

Non è possibile aggiungere altro in questa sede e momento.

Ha, così, fine questo mio ciclo di insegnamenti.

Voglia l'intelligenza e la solerzia di Coloro che hanno in sè le qualità necessarie, attuare, con me, i primi passi lungo questa ardua traccia.

FINE

*Erratum-corrige*. Il periodo finale dell'articolo precedente deve essere letto: « Ma, visto che la storia umana procede, che l'esperienza dell'uomo si affina, si complessa, è certo che questa come altre tecniche rivoluzionarie, troverà eco e concretamento applicativo. »

*

# Fabbricazione dei

*Dott. Roberto Chini*

L'ARGOMENTO trattato nella presente relazione si ricollega al tema del VII Congresso Internazionale della Tecnica Cinematografica sia in quanto la registrazione del suono magnetica cinematografica è in alcuni casi, come nel Cinemascope e nel Cinerama, parte integrante dei nuovi mezzi spettacolari, sia soprattutto per il fatto che è precisamente la disponibilità di un mezzo di registrazione sonora di così elevata qualità acustica e di così peculiari caratteristiche di impiego, che ha reso possibile, in questa fase di particolare miglioramento tecnico della parte propriamente visiva dello spettacolo, che il commento sonoro si mantenesse ad un livello di qualità pari se non superiore a quello raggiunto dall'immagine.

Non intendiamo soffermarci sui vantaggi economici, tecnici e soprattutto qualitativi apportati da tale rivolgimento al sonoro cinematografico, é certo tuttavia che tale rivolgimento non è ancora oggi terminato; già il suono magnetico ha fatto un trionfale ingresso nelle sale di proiezione coi sistemi Cinerama e Cinemascope, è diventato insostituibile per la sonorizzazione della cinematografia di formati ridotti, e già in America ed in Francia si lavora alla registrazione magnetica delle immagini televisive.

La fabbricazione dei materiali magnetici è un argomento di carattere strettamente chimico-industriale e quindi di interesse generale assai limitato, per tale ragione si è tenuto ad accorciarne quanto possibile l'esposizione, pur cercando di dare un'idea generale dei problemi tecnici di cui tale fabbricazione richiede la soluzione.

I materiali da registrazione magnetica sono essenzialmente costituiti da un supporto, generalmente di materia plastica, sul quale è applicato uno strato di vernice magnetica.

Il supporto utilizzato nella produzione del materiale magnetico per l'impiego cinematografico è lo stesso supporto ininfiammabile utilizzato per la produzione della pellicola cinematografica, costituito da triacetato di cellulosa trasparente dello spessore di $13 \div 14/100$ di millimetro. Il materiale di uso non strettamente cinematografico, il nastro magnetico di 6,35 mm di larghezza, utilizza come supporto sia acetato di cellulosa, sia cloruro di polivinile, sia poliesteri, di spessore fra i 2 e i 4/100 di mm. Per usi dilettantistici viene fabbricato anche un nastro su carta speciale di 3/100 di mm. Qualità essenziali di un supporto per materiale magnetico sono le caratteristiche meccaniche, principalmente il carico di rottura, l'allungamento elastico, la resistenza alle piegature, ecc.

La vernice magnetica è costituita da un « pigmento magnetico » disperso in un opportuno legante con una miscela di solventi.

Il pigmento è la materia prima fondamentale nella produzione dei materiali magnetici in quanto la qualità finale del prodotto magnetico di uso oramai generale è essenzialmente il sesquiossido di ferro rosso-arancio $Fe_2O_3$ nella forma cristallina $\gamma$ del sistema

# Materiali da Registrazione Magnetica del Suono*

*A lato della spettacolare rivoluzione della qualità delle immagini cinematografiche, si è svolta in questi ultimi anni nel campo della ripresa sonora una silenziosa rivoluzione: precisamente la quasi completa sostituzione col sistema magnetico della precedente ripresa ottica sul film sensibile.*

cubico, diversa dal sesquiossido rosso vivo della forma α che è il noto « rosso inglese », privo assolutamente di proprietà magnetiche. In un primo tempo è stata anche utilizzata la magnetite nera o ossido ferroso-ferrico $Fe_3O_4$ che oggi è solo il prodotto intermedio da cui, per ossidazione controllata, si ricava il $Fe_2O_3$.

Le caratteristiche fondamentali del pigmento risultano delle dimensioni dei parametri della curva di isteresi: forza coercitiva, rimanenza, saturazione. Esistono anzi delle relazioni assai strette fra i valori di tali parametri di un pigmento e la resa acustica del nastro magnetico preparata con esso; in linea generale si può approssimativamente affermare che il valore della rimanenza è proporzionale al livello di resa medio e il valore della forza coercitiva alla resa delle frequenze più elevate.

Il controllo quindi della produzione del pigmento magnetico è sostanzialmente costituito dalla misura dei parametri della curva di isteresi che viene eseguita in un apposito apparecchio detto isteresigrafo. Viene effettuata in ogni caso una prova pratica su un piccolo stendimento per il controllo elettroacustico.

Dei tre metodi di preparazione del pigmento magnetico solitamente impiegati, quello con partenza da soluzione di solfato ferroso è oggi di impiego generale, in quanto, mentre il cristallo elementare appartiene sempre al sistema cubico, la forma del macrocristallo conserva il carattere allungato, aghiforme, derivantegli dalla agglomerazione dei cristalli romboedrici dell'ossido idrato ferroso. Ora la forma macrocristallina ha grandissima importanza nel fissare le proprietà magnetiche del pigmento in quanto la forza smagnetizzante dei cristalli cubici è naturalmente più intensa, data la minor distanza dei poli, di quella presente nei cristalli di forma allungata. Di conseguenza la forza coercitiva del pigmento preparato dall'ossido idrato giallo è notevolmente superiore a quella del pigmento ottenuto con gli altri metodi, e il materiale preparato con esso ha una curva di risposta lineare anche alle frequenze più elevate.

I leganti impiegati nella produzione della vernice magnetica sono principalmente: nitrocellulosa, acetilcellulosa, cloruri, cloroacetati e acetati di polivinile, ecc. Il loro carattere fondamentale è l'elevato potere legante, sia fra granulo e granulo del pigmento stesso, sia fra lo strato magnetico e il supporto, potere che è anche dipendente dalla natura e dalle quantità relative dei solventi impiegati.

Caratteristico della vernice magnetica è che il rapporto legante-pigmento viene mantenuto entro limiti assai bassi, dell'ordine dei $20 \div 30\%$, per ottenere sullo strato la massima possibile densità di materiale magnetizzabile.

Qualità e quantità dei solventi impiegati sono legati: alla natura del legante che deve da essi essere disciolto; alla natura del supporto che deve essere leggermente aggredito per permettere l'ancoraggio dello strato, ma non troppo per non restare incurvato; e al metodo di stendimento impiegato a cui è legata la viscosità, o meglio le caratteristiche reologiche, della vernice. La dosatura dei solventi adatti per ciascun impiego è una delle difficoltà principali che si trovano nella preparazione della vernice.

Oltre questi componenti essenziali vengono aggiunte alla vernice magnetica piccole quantità di altre particolari sostanze che hanno diversi compiti; sia di permettere una efficace macinazione, sia di impedire la formazione di bolle, sia di impartire allo strato una elevata scivolosità (cere) che ha per scopo di diminuire il logorio delle testine magnetiche.

La preparazione della vernice avviene mediante una prolungata macinazione effettuata di solito in mulino a palle, macinazione che viene proseguita finchè non si ottiene una grana della finezza desiderata (circa 1μ) che viene controllata con metodi adatti. Terminata la macinazione la vernice viene filtrata e disaerata per eliminare le bolle di aria, viene effettuata una piccola stesa di prova e, se i risultati dell'esame elettroacustico sono soddisfacenti, viene passata allo stendimento.

Lo stendimento viene effettuato con apposite macchine di stesa piuttosto complesse. Sostanzialmente esse constano: di un gruppo di svolgimento che fornisce il supporto, di un gruppo di stendimento che applica la vernice, di un essiccatoio e di un gruppo di avvolgimento.

Lo stendimento viene generalmente effettuato su supporto avente una larghezza compresa fra 25 e 120 cm, e diverse centinaia di metri di lunghezza. L'elemento principale delle macchine di stesa è precisamente il gruppo di stendimento, che ha diverse forme a seconda del principio con cui lavora. Essenzialmente per applicare in maniera regolare ed uniforme uno strato liquido su una faccia di un supporto di grande lunghezza si hanno tre metodi: l'« immersione », che consiste nel fare sfiorare il supporto sulla superficie del liquido; il « rullo trasportatore » che è costituito da un rullo rotante parzialmente immerso nel liquido che trasporta il liquido stesso sul supporto il quale scorre a brevissima distanza e la « colata » che consiste nel far colare la vernice da una bacinella (filiera) disposta sopra il supporto e munita di una fenditura inferiore parallela e a breve distanza da esso. Tutti e tre questi metodi sono usati per la produzione industriale e ciascuno di essi presenta vantaggi ed inconvenienti a seconda dei punti di vista.

Il materiale steso, dopo una adeguata stagionatura, subisce generalmente un trattamento di finitura superficiale che ha lo scopo di eliminare le piccole rugosità superficiali che a lungo andare potrebbero recare danni agli apparecchi registratori. Tale trattamento può essere effettuato in diverse maniere: o con un passaggio in calandra, o con un procedimento di spazzolatura ad alta velocità con spazzole circolari di nylon, o con uno strofinamento dello strato su se stesso (micropolishing), effettuato con una apposita macchina.

Dopo di questo si effettua un accurato controllo nel corso del quale vengono eliminate le parti non utilizzabili per difetti del supporto, per difetti dello stendimento, per spessori al di fuori delle tolleranze, ecc. e successivamente il prodotto viene passato alla tagliatura che viene effettuata con apposite macchine a coltelli circolari che producono le bande dei formati standard (35-16-6,35 mm).

Il materiale cinematografico viene inoltre perforato con macchine a punzoni di acciaio.

Il materiale cinematografico (di norma prodotto su un supporto ininfiammabile di acetato di cellulosa dello spessore di 13/100 di mm con uno strato di 1,4 ± 0,2/100 di mm di vernice magnetica) viene in genere messo in commercio nei seguenti tipi:

- Pellicola magnetica 35 mm con perforazione standard positiva.
- Pellicola magnetica 17,5 mm che è la precedente tagliata a metà.
- Pellicola magnetica 16 mm con perforazione sonora (una sola fila di perforazioni).
- Pellicola magnetica 16 mm con perforazione muta (doppia fila di perforazioni).
- Pellicola a traccia magnetica 16 mm con perforazione sonora e con una traccia magnetica di 2,5 mm di larghezza sul bordo opposto alle perforazioni.
- Pellicola a traccia magnetica 8 mm con una traccia di materiale magnetico di 0,8 mm di larghezza nello spazio fra perforazioni e bordo.

Il materiale per uso cinematografico, il nastro magnetico, viene prodotto in genere su supporto plastico, acetato di cellulosa o vinilite, dello spessore di 3,5/100 di mm o su supporto tipo mylar dello spessore di 2/100 di mm o su carta dello spessore di 4/100 di mm. Lo strato magnetico ha anche per questo materiale uno spessore dell'ordine dei 1,4 0,2/100 di mm. Questo materiale è tagliato in bande di 6,35 mm di larghezza, e confezionato in bobine metalliche o di materia plastica di 2500 piedi per uso professionale, e di 1200 e 600 piedi per uso normale.

Abbiamo cercato di dare una sommaria idea dei problemi di cui la entrata in funzione di un impianto industriale per la produzione del materiale magnetico per la registrazione del suono ha richiesto la soluzione.

Concluderemo affermando che l'industria nazionale, pur avendo iniziato solo recentemente questa attività, sarà in grado di introdurre presto sul mercato un prodotto di qualità non inferiore alla migliore produzione oggi disponibile.

*

(*) **Relazione tenuta del Dott. Roberto Chini della Ferrania S. p. A., in occasione del VII Congresso Internazionale della Tecnica Cinematografica, svoltosi a Torino dal 6 all'8 Ottobre u. s.**

# Amplificatore di Alta Potenza e di Minima

*di Bruce De Palma*

DATA l'odierna tendenza verso i prodotti di altissima qualità lo scrittore del presente articolo ha realizzato un amplificatore di notevole potenza (50 W) ed avente una distorsione minima grazie all'impiego di uno stadio invertitore di fase ad accoppiamento incrociato. I criteri che hanno guidato il disegno di un tale circuito sono stati i seguenti:

1.) Distorsione trascurabile (di intermodulazione, armonica, di fase, e di frequenza).

2.) Nessuna oscillazione sia nel campo delle basse frequenze che negli ultrasuoni.

3.) Una potenza massima in supero a quella richiesta nei massimi picchi.

4.) Un'impedenza incrementale di uscita trascurabile ed un mezzo per renderla variabile in senso negativo.

5.) Assenza di ronzio, di soffio e di microfonia.

## 1. - IL CIRCUITO.

Il criterio fondamentale che ha dominato il progetto è stato quello di realizzare un circuito in cui la distorsione fosse già bassa malgrado l'assenza di una qualsiasi forma di controreazione. In tal modo l'inserzione di un circuito di reazione ha l'effetto di far sparire completamente qualsiasi fenomeno di distorsione. Ciò è stato realizzato mantenendo basso il livello del segnale in ogni stadio ed inserendo una sola reazione negativa di tensione fra il secondario del trasformatore di uscita ed il catodo della prima valvola.

Lo stadio di ingresso (fig. 1) è costituito da un triodo i cui componenti circuitali sono stati determinati sperimentalmente onde ottenere la minima distorsione di intermodulazione possibile in assenza di controreazione. Tale stadio pilota un separatore di fase ad accoppiamento incrociato costituito da $V_2$ - $V_3$ - $V_4$ al quale si devono in maggior parte le ottime caratteristiche del complesso.

Originariamente tale circuito era costituito da due « inseguitori catodici » (cathode followers) che pilotavano due triodi amplificatori di tensione. Ora per un solo ingresso la griglia di uno dei due inseguitori catodici è stata messa a massa e non usata. Si è provato che quel tubo non usato può essere rimpiazzato da una resistenza pari al doppio della resistenza nominale di placca del tubo stesso senza per altro alterare la funzionalità del circuito introducendo solamente una certa degenerazione addizionale che in sostanza aiuta a rendere il circuito maggiormente insensibile all'invecchiamento dei tubi.

Si sono scelti due tubi differenti ed esattamente una 6SL7 per l'amplificatore di tensione ($V_1$) ed una 6SN7 per l'inseguitore catodico ($V_2$). Di essi si è usata una sola sezione lasciando l'altra libera per altri scopi.

Contrariamente a quanto si può pensare il circuito ad accoppiamento incrociato non è autobilanciato. Pertanto è stato introdotto un comando di bilanciamento che varia la polarizzazione in continua delle valvole seguenti. Per il bilanciamento in alternata la cosa è assai più complicata e bisognerà quindi scendere nei dettagli.

Lo sbilanciamento in un circuito ad accoppiamento incrociato sorge dal fatto che il segnale arriva contemporaneamente sia al catodo di un tubo che alla griglia dell'altro. Supponendo che non vi sia controreazione il separatore di fase ad accoppiamento incrociato si riduce ad un amplificatore con la griglia a massa ed ad un altro con il catodo a massa pilotati ambedue dall'inseguitore catodico. Pertanto il guadagno dello stadio con la griglia a massa è uguale a $\mu + 1$, mentre quello con il catodo a massa è uguale a $\mu$. Si noti che se il coefficiente di amplificazione $\mu$ è elevato i guadagni sono praticamente uguali.

La differenza notevole è che essendo la sorgente in serie con il carico nello stadio con la griglia a massa esso non può generare potenza, mentre nell'altro stadio l'impedenza di ingresso è piuttosto elevata ed in modo particolare per le frequenze basse. Lo stadio ad inseguitore di catodo che pilota i due amplificatori ha un'impedenza di uscita bassa, ma onde mantenere minima la degenerazione del segnale in esso non si può ridurre ulteriormente tale impedenza di uscita onde adattarla a quella di ingresso dello stadio con griglia a massa anche perchè in

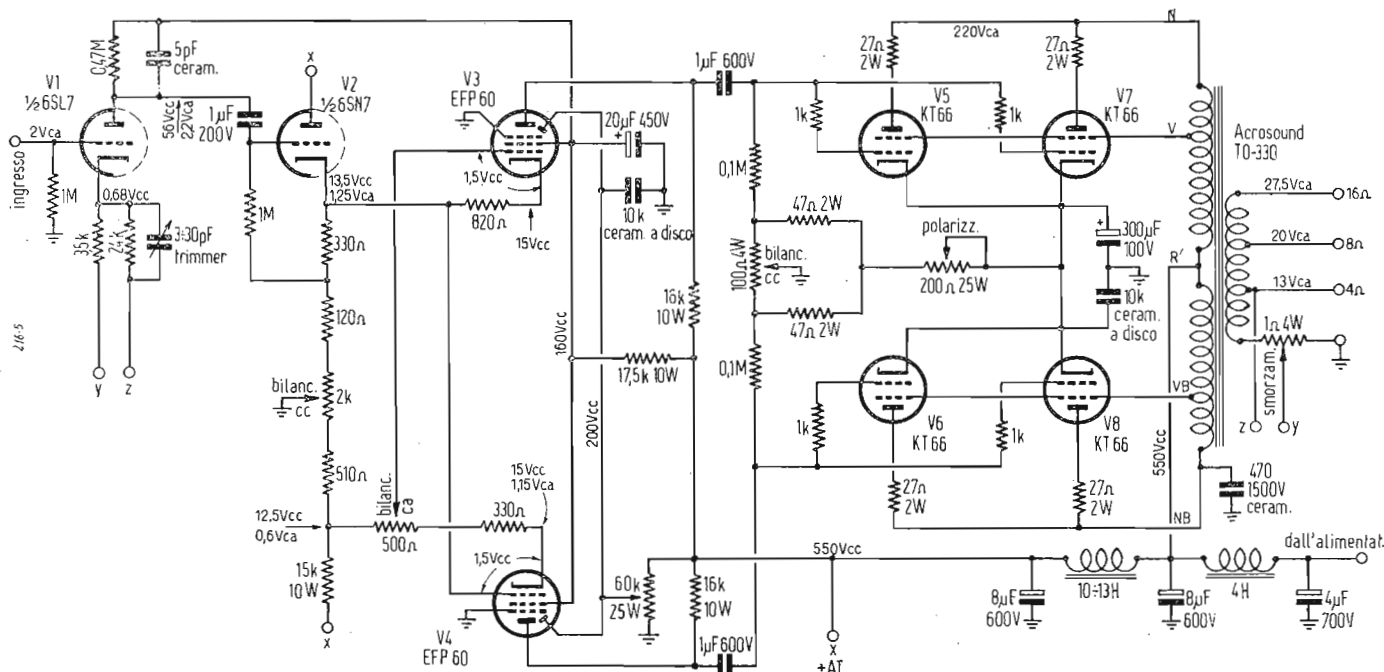



Fig. 1. - Schema elettrico dell'amplificatore di 50 W. I tubi EFP60 sono di costruzione recente e usano uno zoccolo speciale a 9 piedini.

# Distorsione*

tal modo si verrebbe a ridurre il guadagno dello stadio invertitore di fase.

E' naturale quindi che si manifesti uno sbilanciamento nei segnali di uscita dei due stadi con griglia a massa e con catodo a massa. Onde bilanciarli è stato introdotto (Fig. 1) sul catodo della $V_4$ un potenziomentro da 500 Ω in serie con la resistenza di polarizzazione. Il cursore del potenziometro è collegato alla griglia della $V_3$. Variando quindi la quantità di controreazione applicata alla griglia della $V_3$ si può bilanciare l'amplificazione dei due tubi. Con questo comando si può variare il bilanciamento dei due stadi quanto basta (±10%) per correggere anche lo sbilanciamento introdotto dai tubi finali e dal trasformatore di uscita. Naturalmente la regolazione del bilanciamento in alternata altererà anche quella in continua e quindi il potenziometro da 20000 Ω dovrà essere regolato di nuovo.

Allo scopo di tener basso il numero delle valvole è stata impiegata una coppia di EFP 60 nello stadio ad accoppiamento incrociato. Tale tubo utilizzando il fenomeno dell'emissione secondaria consente di raggiungere una conduttanza mutua dell'ordine dei 25 mA/V. Infatti con una resistenza di placca di 16000 Ω si realizza un guadagno di circa 250. Naturalmente usando valvola a così alta amplificazione bisogna avere particolari attenzioni nel cablaggio. Una resistenza variabile da 60000 Ω regola l'alta tensione (+B) al catodo secondario delle EFP60 in cui scorre la « corrente negativa ». Il condensatore ceramico a disco inserito sul catodo secondario serve a stabilizzare lo stadio. I sopressori di queste valvole vanno messi direttamente a massa poichè se invece si collegano ai rispettivi catodi si possono manifestare delle distorsioni e delle oscillazioni parassitiche.

## 2. - LO STADIO DI POTENZA.

Lo stadio finale è costituito da un parallelo convenzionale di « push-pull » di KT66 collegate nel modo ultralineare mediante un trasformatore di uscita del tipo « Acrosound TO-330 ». I catodi delle finali hanno in parallelo un condensatore da 300μF con in parallelo un altro condensatore ceramico a disco da 0,01μF che serve ad annullare l'effetto induttivo di quello elettrolitico. Un condensatore da 470 pF ceramico ad alto isolamento (1500V) connette il conduttore bianco-bleu del trasformatore a massa con lo scopo di correggere lo sbilanciamento capacitivo (inferiore ai 100 pF) verso massa del trasformatore; inoltre esso blocca le piccole oscillazioni che si manifestano nel campo degli ultrasuoni allorquando il trasformatore è sovraccaricato.

La controreazione di tensione è prelevata dalla presa per 4Ω sul secondario del trasformatore ed è applicata tramite una rete *RC* al catodo della 6SL7. La rete *RC* consiste di un condensatore variabile (trimmer) da 3 ÷ 30 pF in parallelo con una resistenza da 24000Ω. L'amplificatore dall'ingresso alle griglie delle finali guadagna in tensione 535 volte senza controreazione. Con una controreazione di 32 dB si ha una piena potenza di uscita (50 W) con soli 2 V di ingresso.

Una particolarità di tale amplificatore è la grande stabilità che esso presenta verso le frequenze molto basse (1 Hz) a differenza di quelli del tipo « Williamson ». Mentre verso le alte frequenze vi sono due regioni di instabilità situate sui 110 kHz e oltre 1,5 MHz nelle quali si hanno delle oscillazioni. Le oscillazioni sulla frequenza di 1,5 MHz sono state evitate mettendovi in parallelo alla resistenza di placca di $V_1$ da 470000Ω un condensatore ceramico da 5 pF. Per eliminare invece quella instabilità sui 110 kHz serve quel trimmer da 3 ÷ 30 pF inserito nel circuito di controreazione.

Un fattore di smorzamento incrementale è stato introdotto nell'amplificatore. Lo scopo di tale rete è di controllare la quantità di controreazione applicata mediante la corrente che circola nel carico. Ciò si ottiene mediante un potenziometro da 1 Ω.

## 3. - LA COSTRUZIONE.

L'amplificatore e l'alimentatore sono montati su un telaio di alluminio che misura 33 × 43 × 8 cm. Nella cablatura si deve porre particolare attenzione alle masse comuni ed i condensatori di *bypass*, sui catodi secondari delle EFP60, devono essere messi a massa direttamente sullo zoccolo. Si devono inoltre avere le medesime avvertenze che si hanno per i circuiti a radio frequenza.

I conduttori dei filamenti devono essere attorcigliati o schermati e tenuti vicini al telaio. I conduttori che recano il segnale saranno invece tenuti lontani dal telaio unitamente al condensatore di accoppiamento da 1μF. Si consiglia di usare, se è possibile, dei condensatori cilindrici in carta metallizzata.

Le resistenze in griglia ed in placca alle finali non dovranno essere induttive e devono essere collegate nel modo più diretto e più corto possibile. Si tenga presente infine che le KT66 hanno bisogno di una buona ventilazione.

Per l'alimentatore si consiglia una coppia di 5V4 che deve fornire sotto una tensione di 550 V, una corrente di 300 mA.

## 4. - LE REGOLAZIONI.

Dopo aver controllato la cablatura si eseguano le seguenti operazioni prima di dare tensione. Porre il controllo di bilanciamento in continua sulla sua posizione media; portare il cursore del potenziometro di bilanciamento in alternata verso il punto di giunzione dei 15 kΩ ed i 510 Ω ed il cursore della resistenza da 60000 Ω verso massa. Porre il potenziometro da 100 Ω inserito sulle finali nella sua posizione media; regolare verso massa il potenziometro da 200 Ω inserito sulla polarizzazione delle griglie controllo delle finali.

Dare tensione ai filamenti ed alle placche ed attendere 5 o 10 minuti per il riscaldamento. Inserire un voltmetro per continua fra un catodo secondario delle EFP60 e massa. Regolare il cursore della resistenza da 60000 Ω in modo che la tensione aumenti lentamente per poi portarsi bruscamente sui 170 V. Lasciare il cursore in questa posizione poichè per tale tensione si ha il fenomeno dell'emissione secondaria.

Regolare il bilanciamento in continua avendo inserito un voltmetro per continua fra placca e placca delle EFP60 agendo sul potenziometro da 2000Ω in modo da non avere alcuna tensione (si trascurino le eventuali fluttuazioni occasionali di tensione).

Connettere ora un analizzatore di intermodulazione e regolare l'amplificatore per un'uscita di 50 W su carico non induttivo. Regolare il controllo di bilanciamento in alternata da 500Ω fino ad ottenere la minima intermodulazione. Fatto ciò togliere le KT66 ed introdurre un segnale a 50 Hz dosandolo fino ad ottenere un segnale di circa 25 V in placca alle EFP 60, misurando con un voltmetro a valvola. (Si abbia cura nell'eseguire tale misura di isolare i conduttori dei puntali dal resto del circuito). Regolare nuovamente la tensione ai catodi secondari delle EFP60 per il massimo guadagno. Ricontrollare di nuovo il bilanciamento in continua.

Inserire negli zoccoli le KT66 nel medesimo ordine come erano state tolte e ricollegare l'analizzatore di intermodulazione per controllare nuovamente il bilanciamento in alternata. Bilanciare le correnti continue fra le placche delle finali inserendo il voltmetro fra di esse ed agendo sul potenziometro da 100Ω per una lettura di 0 V. Tale regolazione è molto importante agli effetti della magnetizzazione in continua del trasformatore di uscita.

Connettere ora un oscilloscopio onde ottenere la caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore per una frequenza di 1000 Hz. Aumentare il segnale sino al limite di sovraccarico e regolare il trimmer 3÷30 pF nel circuito di controreazione per eliminare le oscillazioni.

Riconnettere l'analizzatore di intermodulazione regolando l'ingresso per un'uscita di 50 W. Regolare quindi la polarizzazione delle finali per la minima intermodulazione.

Queste regolazioni se eseguite bene

(*il testo segue a pag.* 374)

(*) BRUCE DE PALMA, *A High-Power Amplifier with Minimum Distorsion*, Audio, giugno 1955, 39, 6, pag. 15.

rassegna della stampa

# Calcolo dello Stadio Finale di Quadro con

SI ESAMINANO i problemi riguardanti la scelta e il calcolo delle caratteristiche principali dello stadio finale di quadro, con uscita a trasformatore, montato secondo lo schema della fig. 1*a*, e il suo regime di lavoro.

Per tale esame saranno determinanti i fenomeni che si svolgono durante il tempo di andata della scansione. Lo schema del carico equivalente del tubo si riporta in

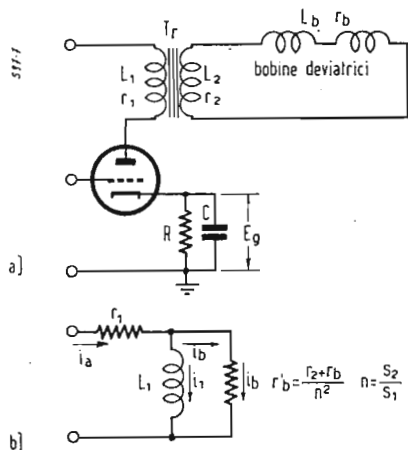



Fig. 1. - *a*) Schema elettrico dello stadio finale di scansione di quadro, con uscita a trasformatore. *b*) Schema del circuito anodico equivalente, per il tempo di andata.

fig. 1*b*, ove $L_1$ e $r_1$ sono induttanza e resistenza presente nel primario del trasformatore d'uscita $T_r$, mentre $r_b'$ è il valore calcolato riportato sul primario delle resistenze presenti nell'avvolgimento secondario e nelle bobine di deviazione secondo la nota formula:

$$r_b' = \frac{r_2 + r_b}{n^2}$$

L'induttanza dispersa dell'avvolgimento secondario del trasformatore e delle bobine di deviazione, non è contemplata dallo schema, perchè la loro influenza durante il periodo di andata è trascurabile.

Perchè la deviazione del raggio catodico sia lineare, la corrente nelle bobine di deviazione deve crescere linearmente (fig. 2*a*) secondo la legge:

$$i_b = I_{pp}\left(\frac{t}{T_1} - \frac{1}{2}\right) \qquad (1)$$

ove: $I_{pp}$ = corrente punta a punta nelle bobine deviatrici.

$T_1$ = tempo di andata, circa 19 msec.

Nel circuito primario la corrente di deviazione si riflette come:

$$i_b' = nI_{pp}\left(\frac{t}{T_1} - \frac{1}{2}\right)$$

Perchè la corrente $i_b$ cresca linearmente, bisogna applicare alle bobine di deviazione una tensione che contemporaneamente cresca pure linearmente (fig. 2*b*).

Lo stesso si raggiunge rispetto alla corrente $i_b'$ che circola nel primario, applicando al circuito anodico una tensione che segue la formula:

$$u_b' = I_{pp}\frac{r_2 + r_b}{n}\left(\frac{t}{T_1} - \frac{1}{2}\right) \qquad (2)$$

Come risulta dallo schema equivalente (fig. 1*b*) la stessa tensione è applicata pure alla induttanza del primario del trasformatore. Ma allora la corrente nell'induttanza $L_1$ deve variare secondo una legge non lineare (fig. 2*c*). Le punte del grafico della fig. 2*c* saranno tanto più alte rispetto all'avvallamento, quanto minore sarà $L_1$ e viceversa.

La corrente anodica complessiva $i_a$, deve anche seguire una legge non lineare (fig. 2*d*), la quale dipende dalle relazioni tra $L_1$ e $r_b'$ . $T_1$ (fig. 3). Infine per la linearità della scansione occorre che la tensione sulla griglia comando del tubo di uscita segua una legge opportuna (fig. 2*e*).

Quando il valore numerico dell'induttanza del primario del trasformatore supera di molto quello del semiprodotto $r_b'$. $T_1$, la corrente anodica varia quasi linearmente. Però ricavare praticamente una simile relazione è difficile perchè a tale scopo, con bobine di deviazione correntemente in uso, sarebbe richiesto un trasformatore con induttanza irrealmente grande (oltre 100 H).

Se l'andamento della corrente anodica corrisponde alle fig. 3*b* e 3*c*, l'induttanza $L_1$ richiesta, potrà essere molto minore. Il valore medio della corrente anodica (e quindi anche la potenza), a parità della corrente di deviazione, sarà in questi casi minore. Ciò si spiega secondo l'Autore col fenomeno di ricupero al principio di ogni andata, dell'energia magnetica accumulata alla fine dell'andata precedente.

Il regime caratterizzato dalla fig. 3*c* sembra essere il più economico, però la realizzazione di tale forma di corrente richiede l'applicazione dal lato della griglia comando, di una tensione simile, l'ottenimento della quale è possibile soltanto attraverso reti formanti speciali, le quali rendono antieconomica l'attuazione del regime esaminato.

Più razionale è il regime a $L_1 = 1/2\, r_b' T_1$ (fig. 3*b*). L'induttanza ha un valore facilmente realizzabile in un trasformatore e l'economicità riesce buona. La forma indispensabile per la tensione di comando del tubo, può essere facilmente raggiunta, impiegando catene formanti relativamente semplici, le quali si possono anche evitare scegliendo opportunamente il regime di lavoro del tubo, perchè la richiesta forma non lineare della corrente anodica può derivare in seguito alla non linearità della caratteristica del tubo stesso.

Per il caso corrispondente alla fig. 3*b* la relazione tra corrente anodica e tempo, può essere espressa dalla formula:

$$i_a = I_{a\,min} + nI_{pp}\left(\frac{t}{T_1}\right)^2 \qquad (3)$$

Per $t = 0 \quad i_a = I_{amin}$

$t = T_1 \quad i_a = I_{amax} = I_{amin} + nI_{pp}$

Il valore medio della corrente anodica sarà:

$$I_{a\,med} = I_{a\,min} + \frac{1}{3}nI_{pp}$$

La tensione sull'anodo del tubo finale

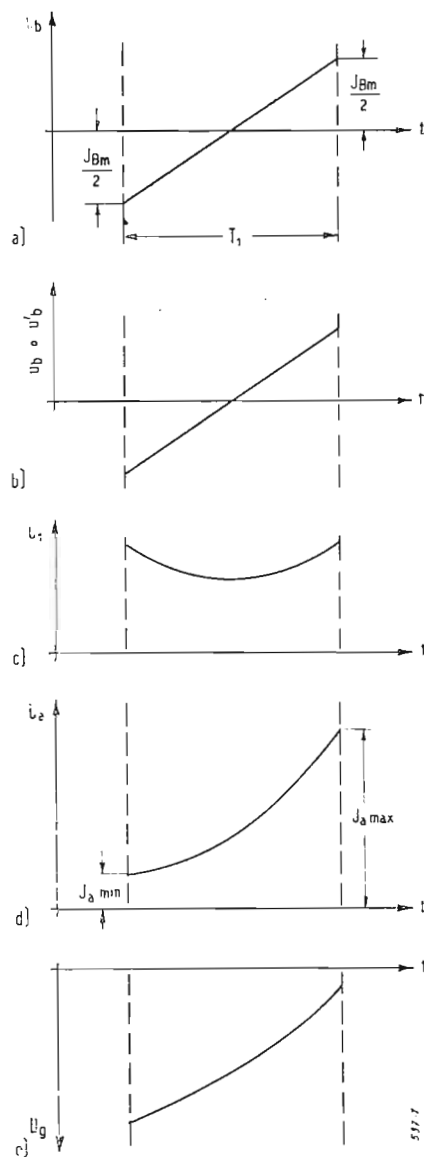



Fig. 2. - Forme schematiche delle tensioni e delle correnti.

segue allora l'espressione:

$$u_a = E_a - i_a r_1 - u_b'$$

Sostituendo a $i_a$ ed a $u_b'$ i valori (3) e (2) rispettivamente, e ordinando, si ottiene:

(*) Condensato dalla rivista sovietica *Radio*, aprile 1955, 4, pag. 37.

# Uscita a Trasformatore*

*di V. Babienko*

$$u_a = E_a + \frac{1}{2} I_{pp} \frac{r_2 + r_b}{n} - I_{a\,min}\, r_1 - I_{pp} \frac{r_2 + r_b}{n} \cdot \frac{t}{T_1} - n I_{pp}\, r_1 \left(\frac{t}{T_1}\right)^2 \quad (4)$$

Al principio e alla fine di andata, rispettivamente, ponendo $t = 0$ si ottiene:

$$U_{a\,max} = E_a + \frac{1}{2} I_{pp} \frac{r_2 + r_b}{n} - I_{a\,min}\, r_1 \quad (5)$$

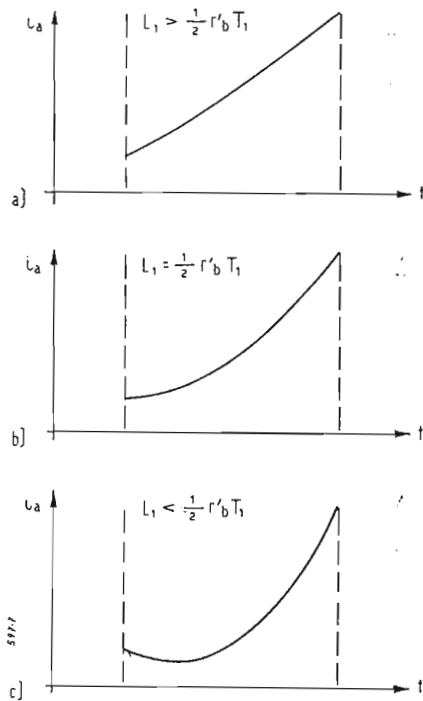



Fig. 3. - Relazione tra la forma della corrente anodica e il valore della induttanza $L_1$.

ponendo $t = T_1$ si ottiene:

$$U_{a\,min} = E_a - \frac{1}{2} I_{pp} \frac{r_2 + r_b}{n} - I_{a\,min}\, r_1 - n I_{pp}\, r_1 \quad (6)$$

Per determinare il regime di lavoro del tubo, conviene tracciare sul grafico della famiglia di caratteristiche anodiche (fig. 4) la caratteristica dinamica del carico. Si traccia pure la caratteristica di carico per corrente continua, la quale nel caso esaminato corrisponderà all'espressione:

$$u_a = E_a - i_a\, r_1$$

e sarà, com'è noto, una retta passante per il punto $E_a$ sull'asse $u_a$, inclinata rispetto a quest'ultima sotto un angolo di cui la tangente è inversamente proporzionale alla resistenza $r_1$. Su questa retta il punto $O$ dalla ordinata $I_{a\,med}$ segnerà il regime della valvola in assenza di tensioni alternate sulla griglia di comando. Dalla sua posizione sul grafico risulterà il valore della polarizzazione fissa $E_g$ da applicare alla griglia comando.

La caratteristica dinamica si costruisce ponendo nelle formule (3) e (4) diversi valori del rapporto $t/T_1$ compresi tra 0 e 1 e portando sul grafico le coordinate $u_a$ e $i_a$ così calcolate. A ognuno di questi punti: 1, 2, 3, ecc., corrisponderà una definita tensione di griglia, facilmente rilevabile dal grafico e si potrà tracciare in base a questi dati ancora una curva, quella rappresentante come dovrebbe variare la tensione sulla griglia comando durante il periodo di andata, perchè la scansione sia lineare (fig. 2*e*).

Si nota che la caratteristica dinamica passa sempre un po' verso sinistra dal punto $O$ trovato precedentemente. Essa deve estendersi interamente, compresa la sua estremità «6», nel campo delle tensioni di griglia negative.

Esaminiamo ora come praticamente può svolgersi il calcolo di uno stadio finale della scansione di quadro, con uscita a trasformatore. L'impostazione del calcolo dipende dai dati iniziali. Di solito sono poste le caratteristiche delle bobine di deviazione, la tensione d'alimentazione e il tipo del cinescopio. In tal caso si può raccomandare il seguente ordine di calcolo.

L'A. suppone che il cinescopio sia del tipo 23LK1B, che la tensione d'alimentazione $E_a = 275$ V, che il numero di spire delle bobine di deviazione $S_p = 1000$ e che la loro resistenza $r_b = 60\ \Omega$. Le dimensioni del cinescopio e delle bobine sono riportati in fig. 5.

Cominciamo dal calcolo delle amperspire occorrenti per la piena deflessione del raggio catodico, servendosi della formula approssimativa, che assicura anche un discreto margine di sicurezza:

$$I_{pp}\, S_p = 3{,}5 \frac{dh}{al} \sqrt{U_{a2}}$$

ove $U_{a2}$ = tensione in [$V$] sull'elettrodo acceleratore,

$h$ = altezza dell'immagine,

$l$ = distanza tra schermo e il centro delle bobine.

$a$ e $d$ = lunghezza e diametro delle bobine di deviazione.

Applicando i valori numerici corrispondenti, tratti dalla fig. 5 si ottiene:

$$I_{pp}\, S_p = 3{,}5 \frac{65 \cdot 135}{55 \cdot 230} \sqrt{8000} = 220$$

Essendo $S_p = 1000$, si trova: $I_{pp} = 220$ mA.

Successivamente si sceglie il tipo del tubo finale. Esso può essere sia un pentodo sia un triodo. L'autore dà preferenza a quest'ultimo, per maggiore facilità con la quale si mette a punto uno stadio finale a triodo. Si sceglie il doppio triodo 6N8S (equivalente al 6SN7-GT) con sezioni in parallelo, di cui le caratteristiche anodiche sono date in fig. 6. Si fissano valori $I_{a\,max}$ e $I_{a\,min}$, ricordando che per ragioni di economia conviene sceglierli fra valori piuttosto piccoli, approfittando della possibilità di scendere nel campo delle caratteristiche non lineari. Pertanto $I_{a\,max}$ potrà aggirarsi intorno a 2 ÷ 5 mA. Scegliendo

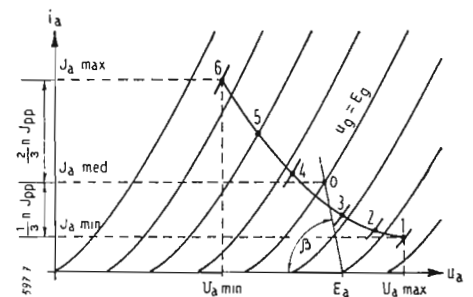



Fig. 4. - Costruzione delle caratteristiche dinamiche del tubo finale.

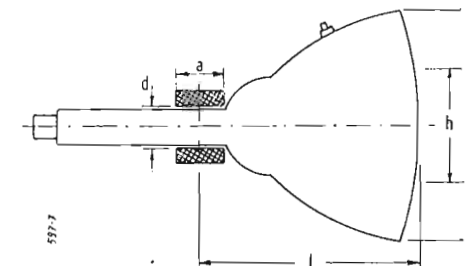



Fig. 5. - Disegno schematico del cinescopio sovietico 23LK1B e delle sue bobine deviatrici $a = 55$ mm, $d = 35$ mm, $h = 135$ mm, $l = 230$ mm. Inoltre $U_{a2} = 8$ kV.

$I_{a\,min}$ si deve tener presente che col suo aumento, cresce $n$ (si avvicina a 1) e pertanto diminuisce il valore $L_1$ indispensabile, però aumenta il consumo (per incremento di $I_{a\,med}$).

Assumendo $I_{a\,min} = 3$ mA, e $I_{a\,max} = 25$ mA, si determina il rapporto del trasformatore:

$$n = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{I_{pp}} = \frac{25 - 3}{220} = 0{,}1$$

Poi dalla relazione (identica a quella riportata in fig. 3*b*):

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{r_b + r_2}{n^2}\, T_1$$

troveremo l'induttanza del primario del trasformatore, ponendo $r_2 = 0{,}2\, r_b$, perchè di solito $r_2 : r_b = 0{,}1 \div 0{,}5$:

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1{,}2 \cdot 60 \cdot 0{,}019}{0{,}1^2} = 68{,}5 \text{ H}$$

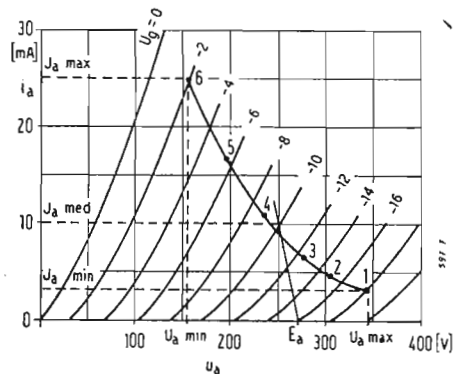



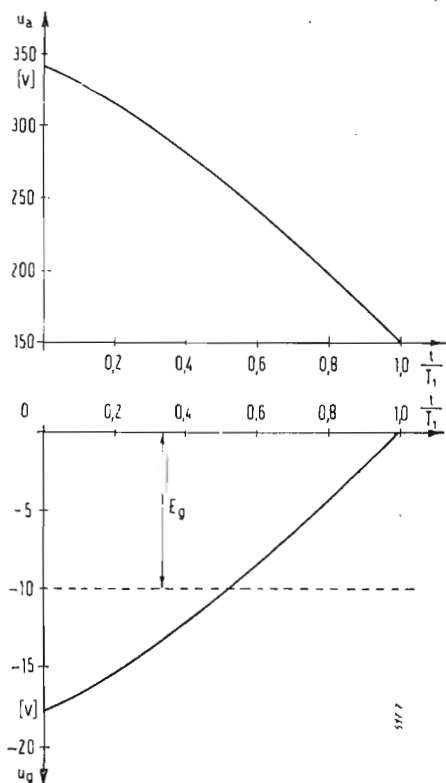
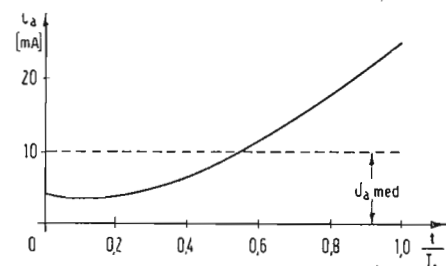
Fig. 6. - Caratteristiche anodiche del tubo 6N8S con triodi in parallelo e caratteristica del carico.

L'induttanza del secondario:

$$L_2 = n^2 L_1 = 0{,}01 \cdot 68{,}5 = 0{,}685 \text{ H}$$

La resistenza del primario si valuta approssimativamente dalla costante di tempo dei trasformatori che di solito cade nei limiti 0,02 ÷ 0,1 sec. Ponendo $\tau = 0{,}05$ sec si ottiene:

$$r_1 = \frac{L_1}{\tau} = \frac{68{,}5}{0{,}05} = 1370\ \Omega$$

La conoscenza del valore $r_1$ è necessaria per il calcolo successivo che riguarda la tensione d'alimentazione. Quest'ultima si calcola fissando la posizione della caratteristica dinamica sul grafico $u_a\, i_a$ di modo che la sua estremità corrispondente ai valori $U_{a\,min}\, I_{a\,max}$ (punto « 6 » in fig. 4 e 6) corrisponda ad una tensione di griglia comando vicina a zero. Scegliendo per tale tensione $U_{g\,max} = -2$ V, si ottiene, per $I_{a\,max} = 25$ mA, dal grafico (fig. 6): $U_{a\,min} = 152$ V.

Dalla formula (6) risolta rispetto a $E_a$, si calcola la tensione d'alimentazione:

$$E_a = U_{a\,min} + I_{a\,min}\, r_1 + n I_{pp}\left(r_1 + \frac{r_2 + r_b}{2n^2}\right) =$$

$$= 152 + 0{,}003 \cdot 1370 + 0{,}1 \cdot 0{,}22 \cdot \left(1370 + \frac{12 + 60}{2 \cdot 0{,}01}\right) = 265 \text{ V}.$$

Alla tensione così calcolata si aggiunge 10 ÷ 15 V per compensare la caduta di tensione sulla resistenza catodica di polarizzazione di griglia comando. Se la tensione calcolata fosse molto minore di quella disponibile, bisognerebbe ripetere il calcolo adottando un $U_{a\,min}$ maggiore, oppure un $I_{a\,max}$ minore. Quest'ultima modifica sarebbe più razionale. Per contro, ottenendo dal calcolo un $E_a$ troppo grande, occorre ripetere il calcolo adottando un $I_{a\,max}$ maggiore.

Fissata definitivamente la posizione dell'estremità ($U_{a\,min}\, I_{a\,max}$) della caratteristica dinamica sul grafico anodico, come pure fissati i valori $E_a$ e $I_{a\,med}$, si passa alla definizione, su principii già esposti, della tensione di polarizzazione di griglia comando, tracciando la caratteristica di carico per corrente continua e segnando su di essa il punto $O$, dalla ordinata $I_{a\,med}$.

Nel nostro caso avremo:

$$I_{a\,med} = 3 + \frac{1}{3}\, 22 = 10{,}3 \text{ mA}$$

e troveremo sul grafico $E_g = -10$ V.

La costruzione effettiva della caratteristica dinamica sul grafico $V_a\, i_a$ permetterà di tracciare successivamente la curva di variazione della tensione di griglia comando nel periodo di andata, necessaria perchè la scansione sia lineare. La costruzione avviene per mezzo delle formule (3) e (4). I valori di $i_a$, $u_a$ e $u_g$, ricavati nel nostro caso, sono riportati nella tabella.

| Punto | $t/T_1$ | $i_a$ [mA] | $u_a$ [V] | $u_g$ [V] |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 3 | 340 | —17,3 |
| 2 | 0,2 | 4 | 307 | —15 |
| 3 | 0,4 | 6,5 | 272 | — 12 |
| 4 | 0,6 | 11 | 235 | — 8,7 |
| 5 | 0,8 | 17 | 195 | — 5,5 |
| 6 | 1,0 | 25 | 152 | — 2 |

Fig. 7. - Curve $i_a$, $u_a$ e $u_g$ in funzione di $t/T_1$.

In fig. 7 si riportano le rappresentazioni degli stessi valori in funzione del rapporto $t/T_1$. Da queste curve risulta che la non linearità richiesta dalla tensione $u_g$ è molto minore di quella richiesta dalla corrente $I_a$, per effetto distorcente della caratteristica del triodo stesso. La tensione $u_g$ potrà in questo caso essere fornita da un comune generatore di tensioni a dente di sega. Se fossero richieste per la griglia di comando, tensioni di maggiore non linearità, converrebbe includere all'entrata una catena integrante.

Per aumentare la stabilità dello stadio di uscita, può essere applicata la reazione negativa. La tensione di comando in questo caso dovrà essere convenientemente aumentata.

La forma della corrente di deviazione nel periodo di ritorno, non ha importanza e si può omettere l'esecuzione dei relativi calcoli.

Per quanto si tratta dei componenti del circuito catodico, dai quali si preleva la tensione di polarizzazione, essi si calcolano come segue (fig. 1*a*):

$$R = \frac{E_g}{I_{a\,med}} = \frac{10}{0{,}01} = 1000\ \Omega$$

$$C = \frac{15}{2\pi\, r_b\, R} = \frac{15}{2\pi \cdot 50 \cdot 1000} = 50\ \mu\text{F}$$

Con questo si può considerare concluso il calcolo elettrico dello stadio, per passare al calcolo dei particolari costruttivi del trasformatore.

*(O. Cz.)*

**Nuovo collegamento telefonico transatlantico.**

Il 12 ottobre u.s. l'Ambasciatore britannico, Sir Ashley Clarke, recatosi a Genova per partecipare al Palazzo Ducale alle celebrazioni colombiane, ha assistito al conferimento del Premio Internazionale Cristoforo Colombo per le Telecomunicazioni a Sir Gordon Radley, Ingegnere Capo del General Post Office britannico, e al Dr. Mervyn J. Kelley, Presidente dei Bell Telephone Laboratories, N.Y., in riconoscimento dell'alto contributo dagli stessi prestato ai lavori per la posa dei nuovi cavi sottomarini attraverso l'Atlantico.

Come è noto, un cavo telegrafico attraverso l'Atlantico esiste già dal 1866, e un collegamento radiotelefonico dal 1927, ma il primo non può trasmettere la voce umana, mentre il secondo è troppo influenzato dalle stagioni e dalla ionosfera. Il nuovo collegamento transatlantico, che quando comincerà ad essere usato verso la fine dell'anno prossimo renderà il telefonare in America altrettanto facile quanto una normale comunicazione interurbana, è stato effettuato in seguito ad accordo tra la « American Telephone and Telegraph Company », la « Canadian Overseas Telecomunications Corporation », la « Eastern Telephone and Telegraph Company » ed il General Post Office di Gran Bretagna.

Esso consiste di due cavi — uno per ciascuna direzione — congiungenti Oban in Scozia con Clarenville in Terranova, lunghi 4000 miglia. Per la loro manifattura sono occorse 2700 ton. di rame, 1400 ton. di politene, 11000 ton. di acciaio, 1.800 ton. di filo di juta e 2.194.000 metri di tela di cotone.

A intervalli costanti sono inseriti, con funzione amplificatrice, dei ripetitori, i quali giacciono, in alcuni punti, a oltre 3 km di profondità. Nel complesso è stata necessaria l'installazione sul fondo dell'Oceano di 10 mila componenti elettrici vari e di quasi 400 valvole. Il costo di tutta questa attrezzatura, che dovrebbe funzionare perfettamente per venti anni, ammonta a 12 milioni di sterline e va ripartito fra Gran Bretagna, Canada e America. Da Terranova l'allacciamento continuerà fino alla Nuova Scozia, donde proseguirà, via terra, sino al confine degli Stati Uniti.

*(u. b.)*

# Ponte per Misure a Radio Frequenza*

*di R. Wade Caywood*

E' SPESSO necessario determinare la resistenza e la frequenza di risonanza di una antenna, controllare il rapporto di onde stazionarie, misurare l'impedenza d'entrata di un ricevitore oppure eseguire altre misure di impedenza a RF.

## 1. - IL CIRCUITO.

Il ponte descritto in questo articolo offre miglioramenti per l'esecuzione di queste misure e nello stesso tempo è semplice da costruire e da usare. La fig. 1*a* mostra il circuito fondamentale del ponte di Wheatstone; la fig. 1*b* invece due adattamenti dello stesso ponte per misure a RF. Nella progettazione di questi circuiti un ulteriore passo avanti è stato fatto usando l'adattamento della fig. 1*b* per costruire un ponte a impedenza fissa per le misure di onde stazionarie. Il circuito schematico è quello di fig. 3*c*. $R_4$ può essere una resistenza a carbone da 51 Ω per una linea coassiale da 50 Ω. I due rami $R_2$, $C_2$ e $R_3$ $C_3$ sono identici in modo che lo sbilanciamento è minimo quando l'impedenza connessa ai terminali d'uscita è uguale a 51Ω e è una resistenza pura. Se l'impedenza non è di 51Ω lo strumento non segnerà zero e si potrà eseguire la taratura dello stesso per il valore dell'impedenza o del rapporto di onde stazionarie. Comunque a impedenze diverse da 51Ω la precisione di misura spesso non è molto buona. Nel tentativo di eliminare l'inconveniente di una impedenza fissa sono stati costruiti pont. aventi in un ramo un potenziometroi Questa sembra a prima vista una buona soluzione ma invece comporta parecchi svantaggi. Principalmente c'è un sostanziale errore di frequenza perchè un potenziometro non è una pura resistenza ma una combinazione di resistenza e di reattanza, e come il cursore del potenziometro viene mosso il rapporto di resistenza e reattanza cambia. Uno svantaggio dei ponti che usano resistenze per tutti i rami è che la potenza RF richiesta, pur non raggiungendo l'ordine dei watt è spesso maggiore di quella che può fornire un grid-dip meter. Per questa ragione diventa necessario un trasmettitore per fornire potenza, ma poichè anche un trasmettitore di poca potenza ha un'uscita sufficiente a sovraccaricare i componenti del ponte, occorre provvedere a ridurre la potenza al giusto valore.

Un circuito proposto da S. W. Seeley (W 2ZE), offre considerevoli miglioramenti. Un variabile differenziale serve come componente variabile per un ponte a impedenza regolabile e dato che la capacità può essere misurata molto più facilmente che una resistenza a RF e può facilmente considerarsi pura, diventa possibile costruire un ponte ad alta precisione.

Un condensatore differenziale è un condensatore doppio montato in modo che ruotando l'albero la capacità di un'unità aumenta, mentre l'altra decresce della stessa quantità.

La fig. 2 da il circuito in forma pratica. Usando un microamperometro come indicatore il ponte funziona bene anche con un grid-dip con accoppiamento lasco.

La sola parte scabrosa di tutto il ponte è il condensatore differenziale. Deve essere essenzialmente molto robusto; composto da due sezioni identiche montate in modo che una è al massimo della capacità quando l'altra è al minimo. È necessario schermare gli stessi dalle altre parti del ponte dato che la precisione di calibrazione all'estremità superiore di frequenza è limitata dalla capacità residua tra gli elementi del ponte, l'aggiunta di questo schermo aumenta il limite di frequenze superiori alle quali il ponte mantiene la sua precisione. Con lo schermo attorno al condensatore l'errore di frequenza è molto piccolo anche a frequenze fino a 50 MHz. È stato usato il diodo al germanio 1N34A il cui funzionamento è particolarmente soddisfacente sebbene altri diodi possono dare ottimi risultati.

Tre differenti bobine vengono usate per accoppiare il ponte all'uscita del grid-dip meter. Queste bobine hanno rispettivamente 1, 3 e 10 spire e le ultime due sono montate su supporti della Millen aventi un diametro di 38 mm (1''1/2).

Con il ponte regolato per 50Ω la bobina di 10 spire servirà per le frequenze inferiori a 12 MHz; quella di 3 spire servirà per le frequenze comprese tra 12 e 40 MHz, mentre una sola spira per frequenze superiori e 40 MHz. Naturalmente è possibile costruire bobine che risuonano alla frequenza che si deve misurare ma l'esperienza ha dimostrato che le tre bobine suddette coprono la banda perfettamente.

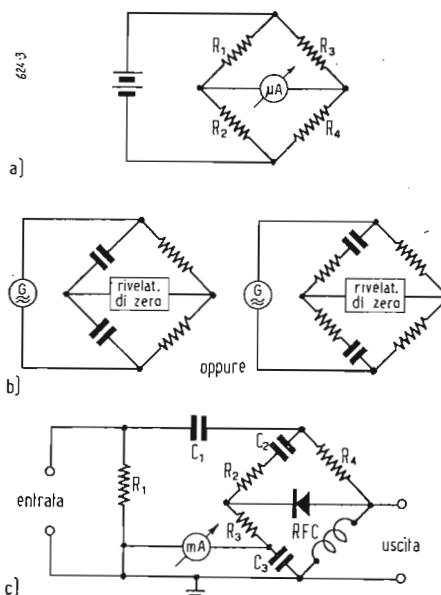



Fig. 1. - (a) Ponte di Wheatstone - (b) Adattamenti - (c) Circuito pratico per un ponte con rami fissi a resistenza: $C_1$ - $C_2$ - $C_3$ sono condensatori di blocco.

## 2. - CALIBRAZIONE.

La calibrazione teorica della posizione angolare del condensatore rispetto all'impedenza è una curva a S piuttosto piatta, simmetrica rispetto al centro, come si vede in fig. 3. Una curva simile può essere tracciata per un dato ponte collegando resistenze a carbone aventi valori da 50 a 500 Ω e regolando in ogni caso il variabile per lo zero. La sorgente RF potrà essere il solito grid-dip meter naturalmente ben calibrato. Usando questo procedimento per diverse frequenze si potrà vedere se vi saranno errori di frequenza e in caso affermativo a quale frequenza questi errori diventeranno importanti. La lunghezza dei collegamenti tra la resistenza di prova a spina $J_2$ dovrà essere tenuta minima specialmente con le resistenze di valore più basso.

Fig. 2. - Circuito del ponte che usa un variabile differenziale per regolare il rapporto di impedenza.
$C_1$ = variabile differenziale, 11 ÷ 161 pF;
$C_2$ = 0,01 μF, ceramico a disco;
$R_1$ = 51 Ω, 2 W a impasto; tolleranza 5%;
$J_1$ = Zoccolo per cristallo;
$J_2$ = Presa coassiale;
$RFC$ = Choke miniatura, 200 μH con nucleo di ferro;
$CR_1$ = Diodo al germanio 1N34A.

## 3. - APPLICAZIONI.

Quando il ponte viene usato con linee coassiali o altri carichi aventi un capo a massa si applica esattamente come i vecchi ponti fissi o variabili. La sola differenza è che le misure si possono fare più facilmente e con maggiore precisione. L'entrata RF al ponte non è critica ma con uno strumento da 50 μA la misura dovrà essere iniziata con accoppiamento molto basso in modo da non danneggiare lo strumento.

L'uso del ponte è molto semplice e in generale si usa seguire questa procedura:

1) Accoppiare al ponte una sorgente di RF desiderata.

2) Regolare l'accoppiamento spostando il ponte o la sorgente in modo che lo strumento indichi circa 40 μA.

3) Collegare l'impedenza sconosciuta ai capi di $J_2$.

4) Regolare il variabile per la minima lettura sulla strumento.

---

(*) R. Wade Caywood, *An Improved Antenna Bridge*. QST, agosto 1955, 39, 8 pag. 11.

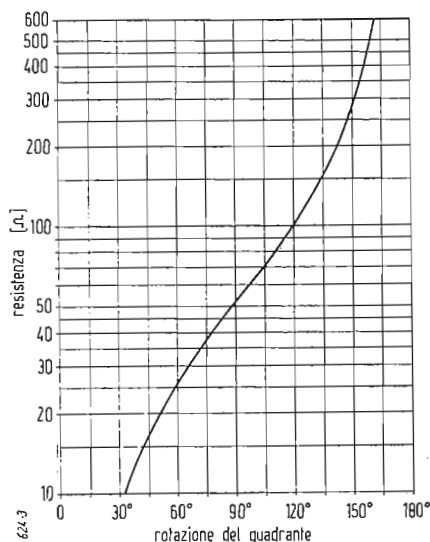



Fig. 3. - Curva di taratura del ponte di fig. 2.

5) Leggere il valore dell'impedenza sulla scala graduata.

Con queste misure si vedrà se l'impedenza da misurare non sarà una pura resistenza, nel qual caso la minima lettura ottenuta non sarà zero. Si avrà uno zero se l'impedenza sconosciuta sarà una pura resistenza.

Per il controllo di onde stazionarie il condensatore variabile dovrà essere regolato sul punto corrispondente all'impedenza caratteristica alla linea coassiale da misurare.

Questa posizione non deve più venire modificata ma si regoleranno gli appositi adattatori in modo di ottenere sullo strumento la minima lettura possibile. Come si sa uno zero indicherà un rapporto di onde stazionarie di 1 a 1.

Le linee bilanciate e i carichi bilanciati saranno misurati usando un circuito che provvede ad accoppiare il ponte che è sbilanciato al carico bilanciato.

### 4. - IL " WOUND BALUN ".

Il « wound balun » è semplicemente un preciso autotrasformatore rapporto 2 a 1 con la reattanza residua compensata e con accoppiamento molto stretto tra i due avvolgimenti.

Quando un carico bilanciato viene collegato agli estremi dell'avvolgimento e si misura l'impedenza fra un terminale e la presa centrale il rapporto di spire 2 a 1 produce una riduzione dell'impedenza da misurare di 4 a 1. Per esempio una linea a 600 ohm collegata ai terminali d'uscita dell'avvolgimento darà un valore di 150 ohm tra il centro e una fine. Questo significa che le letture del ponte dovranno essere moltiplicate per quattro. In questo modo le portate del ponte da 5 a 500 ohm diventano da 20 a 2000 ohm, dando la possibilità di misurare le alte impedenze delle linee bilanciate. L'uso del« balun » mantiene il bilanciamento durante le misure ed elimina così la possibilità di errore generalmente riscontrata quando si cerca di misurare l'impendenza di linee bilanciate senza averle prima adattate al ponte sbilanciato.

Vi sono cinque punti importanti per l'esecuzione di un «wound balun » preciso:

1) Le due parti dell'avvolgimento dovranno essere il più possibili uguali e disposte simmetricamente.

2) Le due parti dell'avvolgimento dovranno avere un accoppiamento che si avvicini il più possibile al 100 per cento.

3) Il $Q$ dell'avvolgimento dovrà essere alto.

4) L'induttanza totale dovrà risuonare alla frequenza di funzionamento con una capacità collegata ai terminali bilanciati.

5) La reattanza residua verrà compensata mediante una capacità in serie al terminale del lato caldo.

Si possono ottenere buoni risultati con i seguenti accorgimenti: simmetria e accoppiamento (1 e 2) sono ottenuti facendo due avvolgimenti bifilari. Per esmpio un « balun » per 20 m è composto da 3 + 3 spire avvolte su un supporto ⌀ 50 mm come segue: si avvolgono 3 spire leggermente spaziate quindi si pone il supporto, si ritorna al punto di partenza per eseguire le altre tre spire che verranno sistemate entro le prime tre. Il centro dell'avvolgimento, cioè la fine della prima metà con l'inizio della seconda, sarà esattamente il centro fisico ed elettrico. La giunzione di questi due punti sarà collegata rigidamente ad una presa coassiale maschio. Il $Q$ di questo « balun » su 14,3 MHz era di 235 equivalente circa ad una resistenza da 50.000 ohm in parallelo al carico bilanciato da misurare. Si ha così un errore pari al quattro per cento su un'impedenza di 2000 ohm ma solo dell'uno per cento con 500 ohm.

Per 40 e 80 m si sono usate 8 spire di piattina da 150 ohm su un supporto di 64 mm. Per 80 m si è usata una capacità in parallelo di 62 pF mentre non è stata usata alcuna capacità per 40 m La capacità in serie per 80m era di 4500 pF e per 40m 1000 pF.

Omettere la capacità in serie che compensa la reattanza dispersa aumenta l'imprecisione specialmente verso i 28 MHz. Del resto con un grid-dip meter è abbastanza facile determinarla. In pratica si è visto che il valore di questa capacità è sempre stato tra 30 e 50 volte il valore del condensatore d'accordo in parallelo.

### 5. - CONCLUSIONE.

Il ponte RF descritto quì può essere usato per quasi tutte le misure di impedenza a RF. Le possibilità a questo riguardo sono state solamente accennate in questo articolo ma molte applicazioni sono state descritte su altre pubblicazioni.

Una sola raccomandazione: non lasciare per nessun motivo il ponte inserito nel circuito di un trasmettitore in funzione. Il ponte è uno strumento di misura e non un monitore per il controllo del trasmettitore.

*(Giuseppe Moroni, il ASM)*

## Amplificatore di Alta Potenza e di Minima Distorsione

*(segue da pag. 369)*

danno all'amplificatore un'intermodulazione per 50 W di uscita del 0.09% usando segnali di 50 Hz e di 7000 Hz mescolati nel rapporto 4 : 1.

Si noti che il bilanciamento in alternata è critico e deve essere controllato periodicamente. Naturalmente anche quello in continua deve essere ritoccato. E' pure importante che durante tutte queste regolazioni il potenziometro di smorzamento da 1Ω abbia il cursore spostato verso massa.

### 5. - IL FUNZIONAMENTO.

Allorquando si provino differenti sistemi di altoparlanti sarà opportuno ritoccare il trimmer 3 ÷ 30 pF onde assicurare una buona stabilità per alti livelli di potenza.

E' consigliabile introdurre nel preamplificatore un filtro passa alto poichè questo amplificatore avendo un responso molto esteso verso le basse frequenze ed avendo il trasformatore di uscita una risposta che cade di 12dB per ottava sotto i 20 Hz, può facilmente sovraccaricarsi per frequenze inferiore ai 10 Hz.

E' molto importante eliminare quelle oscillazioni parassitiche che, quantunque si trovino in un campo di frequenze non udibili, possono danneggiare la caratteristica di distorsione dell'amplificatore stesso.

La distorsione armonica di questo amplificatore è inferiore al 0,5% a 20 Hz per 50 W di uscita e diminuisce molto rapidamente come la frequenza aumenta a tal punto che non può essere misurata in modo accurato per una frequenza di 100 Hz.

Comunque per frequenze fra i 100 Hz ed i 20 kHz la distorsione armonica non deve superare il 0,05% per un livello di 50 W.

### 6. - LA VALVOLA EFP60.

La valvola EFP60 è prodotta dalla Philips di Eindhoven ed è detta ad emissione secondaria. Infatti tale tubo, che fondamentalmente è un normale pentodo, possiede un'elettrodo ausiliario denominato catodo secondario. Tale catodo quando è portato ad una data tensione viene ad essere percorso da una corrente detta « negativa » generata appunto dall'emissione secondaria.

Questa valvola discende da quella un poco più vecchia denominata EEPI; caratteristica principale di tali tipi di valvole è di possedere un coefficiente di conduttanza mutua assai elevato. Per la EEPI è $S = 17$ mA/V per una tensione anodica di 250 V, per la EFP60 è $S = 25$ mA/V per la stessa tensione anodica. Queste valvole sono purtroppo sensibili alle variazioni possibili della tensione di filamento.

Si noti che esse possono anche essere usate come invertitrici di fase e come amplificatrici stabilizzate.

*(dott. ing. Giuseppe Rebora)*

(*segue da pag.* 357)

so il segnale applicato allo stadio successivo può oscillare tra il 90 e il 96%.

All'inconveniente si può ovviare scegliendo componenti con valori di capacità o di resistenza che differiscano tra loro non più del 5%. Non è necessario acquistare componenti con tolleranza stretta sul valore nominale, che sono assai più costosi. E sufficiente sceglierne delle coppie che soddisfino la condizione suddetta, tra componenti a larga tolleranza. In corrispondenza delle frequenze più alte, acquistano importanza le capacità distribuite del cablaggio. Per rimediare ad esse è bene effettuare collegamenti brevi e distribuire simmetricamente i vari componenti.

## 5. - CONCLUSIONI.

Sovente è possibile migliorare le prestazioni di un amplificatore di alta qualità procedendo a modifiche « locali » di poco impegno. Nel presente lavoro ci si è soffermati su due punti che particolare importanza hanno nell'avvicinamento alla meta ideale della perfezione: il ronzio a frequenza di rete o a frequenza doppia e il bilanciamento degli stadi controfase.

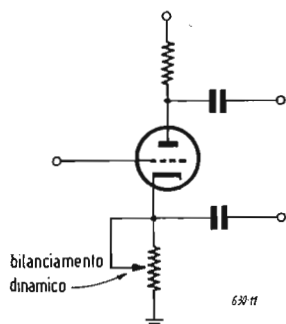



Fig. 11. - Invertitore di fase a carico suddiviso.

## 6. - BIBLIOGRAFIA.

FLETCHER, H.: « *Hearing, the determining factor for high-fidelity transmission* » Proc. I.R.E. 30.6 (giugno 1942) pag. 266.

« *Frequency range and power considerations in music reproduction* » Technical Monograph No. 3, Jensen Radio Mfg. Co., Novembre 1944.

BRITTON, K.G. « *Reducing heater hum* » Wireless World, 54.10 (ottobre 1948) pag. 60.

SMITH, F.W. « *Heater supplies for amplifer hum reduction* » Audio Eng. 32.11 (novembre 1948) pag. 11.

LANGFORD-SMITH, F.: « *Radio Designer's Handbook* » Cap. 13, Sez. 5 (vi).

MILTON S. KIVER,: « *How to improve your hi-fi amplifier* » Radio & Television News, 54.3 (Settembre 1955) pag. 50.

MARSHALL, J.: « *The importance of balance in push-pull amplifiers* » Radio Electronics, 24.7 (Luglio 1953) pag. 28.

**Esposizioni Britanniche di radio nel 1956.**

La XXIII Esposizione Nazionale della Radio avrà luogo ad Earls Court, Londra, da mercoledì 22 agosto a sabato 1 settembre 1956. Martedì 21 agosto vi sarà una presentazione preliminare per i visitatori d'oltremare ed altri invitati speciali.

Come negli anni precedenti, l'Esposizione si occuperà principalmente della radio e di tutti gli apparecchi relativi.

Includerà dimostrazioni delle tecniche più moderne della televisione, in ogni suo stadio dalla camera di presa al cinescopio del ricevitore. Ci sarranno esposti anche componenti, incluse valvole, attrezzature elettroniche per uso industriale ed equipaggiamenti per uso militare.

L'Esposizione viene organizzata da parte del Radio Industry Council, 59 Russell Square, Londra, W.C.1.

La XIII Mostra Annuale dei Componenti avrà luogo a Crosvenor House, Park Lane, Londra, W.1, da martedì 10 aprile a giovedì 12 aprile. Una novità sarà una presentazione preliminare nel pomeriggio di lunedì, 9 aprile, per i visitatori d'oltremare, la stampa ed altri invitati speciali.

Rappresentati nella Mostra saranno circa 150 fabbricanti — un record — e si troverà lì l'intera gamma di componenti per la radio, la televisione, i complessi di alta fedeltà ed apparecchiature di misura.

L'Esposizione viene organizzata da parte della Radio and Electronic Component Manufacturers Federation, 21 Tothill Street, Londra, S.W.1, dove dovrebbero rivolgersi quanti hanno intenzione di visitare la Mostra.

(*Andrew Reid*)

**Sperimentato un amplificatore telefonico a batteria solare.**

Nell'aprile del 1954 la Bell Telephone presentò ai rappresentanti della stampa una batteria solare in grado di trasformare energia in corrente elettrica di potenza sufficiente ad alimentare il circuito di amplificazione di una linea telefonica rurale. Alla fine di settembre è stato eseguito l'esperimento pratico su una linea telefonica rurale ad Americus, nella Georgia.

La batteria adoperata nell'esperimento dimostrativo di Americus è costituita da una piastra di alluminio, vetro e materie plastiche avente una superficie di circa una metro quadrato. Entro la piastra sono contenuti 432 transistori al silicio a forma di disco, ottenuti attraverso un complesso procedimento di chimica industriale: il silicio viene in un primo tempo portato ad un grado di purezza elevata e successivamente inquinato con boro, o arsenico, che penetra nella massa di silicio non oltre 0,000254 mm dalla superficie esterna. La piastra che è stata collocata sulla sommità di un palo telefonico, con la superficie orientata a destra in modo da captare il massimo quantitativo di raggi solari in questa particolare stagione dell'anno, ha prodotto nonostante il cielo fosse coperto, una corrente elettrica corrispondente alla potenza di 0,25 W, sufficiente comunque ad amplificare la voce su un circuito di 8 telefoni in un distretto rurale. Allorchè il sole è allo zenit ed ha la massima luminosità, la batteria è in grado di fornire metà dell'energia elettrica occorrente per una lampada da 25 W, e comunque di sopperire al fabbisogno di elettricità del circuito telefonico di Americus, che richiede una potenza di 1 W.

Durante la notte la batteria solare eroga energia elettrica immagazzinata durante il giorno, in modo da consentire in maniera continua l'alimentazione del circuito telefonico di amplificazione.

Una delle ragioni che hanno indotto la Bell a realizzare la batteria solare è quella di aumentare le utenze sulle linee telefoniche rurali senza dover ricorrere all'impianto di nuovi fili. I risultati dell'esperimento pratico effettuato ad Americus sono stati talmente soddisfacenti da poter azzardare la previsione che la batteria solare possa presto entrare nella fase di impiego pratico.

(*u. s.*)

# atomi ed elettroni

**La scomparsa di Francesco Vecchiacchi.**

Il 20 novembre scorso, crudele e inesorabile malattia stroncava la vita del prof. Francesco Vecchiacchi.

Chi lo conobbe come amico, collega, compagno di lavoro od allievo apprese con doloroso stupore e sincero rimpianto la crudele notizia.

La sua nobiltà d'animo, di sentimenti e di vita, in uno con la sua rara competenza nel settore elettronico, gli avevano fatto sorgere uno stuolo innumerevole di amici, ammiratori e seguaci che oggi stentano a credere la fatale realtà.

Il mondo dell'elettronica perde con lui uno dei più valenti scienziati e ricercatori.

Il prof. Francesco Vecchiacchi, nato a Filicaia nel 1902, si laureò in fisica a Pisa nel 1925. Diplomato in specializzazioni radio presso l'Accademia Navale iniziò la sua attività presso l'Istituto Comunicazioni dell'Accademia stessa. La sua attività, la sua acutezza nelle ricerche gli meritarono il « premio Bianchi » nel 1927 e quindi il premio e la medaglia d'oro del Comitato Radiotelegrafico del Consiglio Nazionale delle Ricerche ed ancora il premio Iona dell'Associazione Elettrotecnica.

Nel 1930 era già libero docente e nel 1937 vinse il concorso per la cattedra di Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Milano. Divenne successivamente Direttore dell'Istituto di Comunicazioni Elettriche. Il 1° settembre 1932 assunse inoltre la direzione del Laboratorio Radio della Magneti Marelli, orientando le sue ricerche verso le nuove conquiste della tecnica elettronica e giungendo a realizzare fra i primi, all'inizio dell'ultima grande guerra mondiale, interessanti esemplari di radar. La sua ormai famosa realizzazione del primo ponte radio pluricanale Milano - Cimone - Terminillo - Roma sta a dimostrare quanto esattamente egli abbia veduto nell'utilità di tali collegamenti; utilità sempre sostenuta e strenuamente difesa da lui in tutti i consessi nazionali ed esteri.

Un'altra sua ben nota realizzazione, quella del ponte Torino-Trivero-Milano-Penice-Venda provò la praticità, la sicurezza e la stabilità dei collegamenti a ponte radio nel servizio televisivo e dimostrò la possibilità di estendere rapidamente la rete televisiva nazionale sino in Sicilia per mezzo del grande collegamento Milano-Palermo, di 20 tratte, in via di attuazione.

Uomo apprezzatissimo da tutti, scevro da sciocche ostentazioni, ammirevole per semplicità e modestia, principe nelle conoscenze tecniche, la sua dipartita è un grandissimo dolore per tutti quanti lo conobbero e ne ammirarono le elette virtù.

**Nuovo Rice-trasmettitore Mignon.**

La RCA ha realizzato un nuovo apparato ricevente e trasmittente che, benchè possa essere facilmente collocato nel taschino della giacca, ha una portata di circa mezzo chilometro. Il piccolo apparecchio lavora in modulazione di frequenza.

(*r. tv.*)

### Intensificata la produzione dei controlli elettronici per l'automazione dei processi industriali

L'impiego di controlli elettronici, specialmente nelle catene di montaggio meccanizzate, raddoppierà entro il 1960 il processo di « automazione » delle grandi fabbriche statunitensi, grazie ad una recente realizzazione della General Electric Company, la quale ha creato a Waynesboro (Virginia) un nuovo stabilimento che è il primo impianto del genere esclusivamente dedicato alla produzione di tali controlli.

Un secondo stabilimento della GEC è in corso di completamento nei pressi di Salem (Virginia), e ciò consentirà entro il 1956 un ulteriore sviluppo della « automazione » che, nonostante l'opposizione manifestata dai sindacati, sta determinando la seconda rivoluzione industriale degli Stati Uniti.

Secondo il dott. T. L. Rader, direttore generale del reparto controlli della GEC, i nuovi stabilimenti costruiti in Virginia dalla compagnia rappresentano la prova più evidente che la tendenza ad impiegare i controlli elettronici per l'automazione nell'industria statunitense determinerà un'economia più forte e più prosperosa e maggiori possibilità per il collocamento dei lavoratori americani.

Tra i prodotti che usciranno dal nuovo stabilimento di Waynesboro saranno complessi sistemi elettronici che controllano automaticamente le operazioni di magli a caduta libera da 100 tonnellate, generatori ultrasonici che servono alla pulitura di piccole parti mediante onde sonore dell'ordine di centinaia di migliaia di periodi al secondo e quindi non percepibili dall'orecchio umano, e stenoscopi elettronici in grado di individuare qualsiasi difetto in una lamiera d'acciaio che si muove ad una velocità di circa 100 km/h.

« Questi controlli sono componenti essenziali delle linee di montaggio ad elevata velocità », ha detto il dott. Rader, « in quanto individuano e correggono i difetti, controllano la produzione e coordinano il funzionamento di macchine utensili complicate in un tempo inferiore a quello necessario all'uomo per osservare l'accensione di una spia rossa e di premere un bottone. Questo porta a maggiori opportunità di lavoro nella produzione di tali apparati e ad una migliore utilizzazione del personale delle catene di montaggio, in quanto permette di sostituire l'uomo nelle operazioni faticose o monotone e di assegnarlo a compiti più interessanti e creativi ».

Una delle maggiori caratteristiche del nuovo stabilimento di Waynesboro, che occupa un'area 17.670 mq è la sua duttilità alle modifiche che potranno essere suggerite dall'esperienza. L'intero stabilimento può essere infatti riorganizzato con nuovi criteri di produzione e con nuove linee di montaggio in sole due settimane. Tutte le macchine utensili, comprese le fresatrici, i torni, le presse e le stozzatrici, non sono fissate al suolo con bulloni, come generalmente avviene nelle altre fabbriche, gli allacciamenti alle linee idrauliche, pneumatiche ed elettriche sono eseguiti con snodi flessibili da posizioni sovrastanti rispetto alle macchine.

È già stato conseguito un flusso unidirezionale di produzione, nonostante molti prodotti debbano essere lavorati con criteri particolari: le parti comuni e speciali sono disposte su una trasportatrice a nastro di progettazione speciale e successivamente convogliate ai posti individuali di lavorazione, onde eliminare l'accumularsi di parti alle stazioni di montaggio e semplificare i procedimenti di montaggio.

Uno speciale sistema di classificazione mediante cartellini perforati permette di coordinare e di trascrivere l'inventario, la consistenza dei depositi, lo stato del montaggio, il costo unitario della lavorazione delle parti, la successione delle operazioni, le consegne e molte altre operazioni, sia nella fase preliminare che finale del montaggio.

Anche gli uffici sono stati organizzati nel nuovo stabilimento con identici criteri di duttilità e di rapidità. L'innovazione più interessante è costituita da un sistema di dettatura per mezzo del telefono, che a ragione può essere considerato il primo del suo genere negli Stati Uniti. Per dettare una lettera o un promemoria, il personale dell'ufficio forma un numero sull'apparecchio telefonico comune e automaticamente si allaccia con un apparecchio registratore del centralino stenografico. Le eventuali correzioni possono essere registrate mediante chiamata ad un numero telefonico diverso All'ufficio centrale stenografico, un sistema di relais convoglia alle diverse macchine di registrazione le chiamate in arrivo dalle varie sezioni degli uffici di direzione e segnala quando il nastro del registratore deve essere sostituito con uno nuovo. Oltre alle catene di montaggio e agli uffici che sono provvisti di aria condizionata, il modernissimo stabilimento dispone di un centro studi e progettazione completamente attrezzato, di un locale di ristoro, di un pronto soccorso e di un auditorium.

*(u. s.)*

### Minuscola batteria per orologi da polso

La Elgin National Watch Company, tra le più note case americane fabbricanti di orologi ha realizzato una batteria elettrica che per le sue dimensioni e caratteristiche può senz'altro essere considerata un prodigio della tecnica moderna. La minuscola batteria, più piccola di una moneta da 1 lira e con uno spessore di circa 4 mm, è in grado di fornire una tensione costante di 1,15 V per un periodo di almeno due anni, senza emettere gas o acidi o tendere a gonfiarsi col tempo.

La batteria, realizzata in vista della sua utilizzazione come fonte di energia per un orologio elettronico da polso in corso di elaborazione presso la stessa fabbrica, impiega per la prima volta elettrodi di indio, metallo argenteo che ha la proprietà di essere duttile, contenute in un involuco di plastica. Nel corso del collaudo durato oltre un anno, la batteria ha mantenuto costante tensione e corrente erogata, dimostrando una capacità che supera di circa il 25 % quella di batterie in miniatura a tenuta stagna di tipo corrispondente.

In attesa di iniziare la produzione in serie della nuova batteria, destinata ad avere vasta applicazione in apparecchi radio portatili, strumenti per sordi, registratori a nastro e torcie a lampo per fotografi, i tecnici della Elgin cercheranno di aumentarne la tensione a 1,37 V mediante l'uso di nuovi materiali per il catodo,

*(u. s.)*

### In aumento la velocità della luce ?

Il dott. J. H. Rush, libero docente di fisica all'Istituto Superiore Tecnico del Texas, ha pubblicato sulla rivista « Scientific American » una relazione sull'inspiegabile divario di risultati nelle misurazioni della velocità della luce effettuate dal 1906 a questa parte.

La velocità della luce fu per la prima volta calcolata negli Stati Uniti dagli scienziati N. E. Dorsey ed E. B. Rosa del National Bureau of Standards, mediante un metodo elettromagnetico. Si ottenne, con metodi e procedure molto accurati, l'indicazione di 299.781 km/sec.

Nelle esperienze condotte dal 1906 al 1941 eseguite in località poste su cime montane e quindi suscettibili di lievi errori per il fatto che non si potevano calcolare gli effetti atmosferici, si ebbero il valore di 299.776,5 km/sec. Infine, nelle esperienze più recenti, con attrezzature di alta precisione in grado di contenere gli errori entro un limite massimo di 500 m/sec, si è rilevato che la velocità della luce è di 299.791,8 km/sec.

Il dott. Rush si è dichiarato incapace di esprimere un giudizio in proposito, riservandosi di approfondire il fenomeno entro dieci anni onde stabilire se l'aumento registrato nelle rilevazioni scientifiche degli ultimi anni è apparente o reale. Qualora la velocità della luce dovesse variare nel tempo si potrebbe giungere a strabilianti nuove scoperte sulla natura fondamentale dell'universo.

*(u. s.)*

## La Stazione Mobile N° 19 Mk III°

*(segue da pag. 348)*

### 5.3. - Alimentatore in corrente alternata.

Questo tipo di alimentazione non era stato previsto dai progettisti della stazione N° 19; tuttavia è indubbio che esso sia di grandissima utilità quando la stazione debba essere impiegata per lungo tempo come impianto fisso.

L'alimentatore da noi realizzato su suggerimento di una nota Ditta milanese e di cui la fig. 10 riproduce lo schema elettrico, è perfettamente intercambiabile con quello in corrente continua (vedasi fig. 11), essendo stato montato su uno chassis delle stesse dimensioni di quello dell'alimentatore N° 2. Una opportuna scelta delle dimensioni dei lamierini usati per il montaggio del trasformatore di alimentazione ha grandemente facilitato questo nostro intento.

Poichè il negativo dell'alta tensione necessaria allo stadio finale del trasmettitore dell'apparato *A* non è comune con quello della sezione 265 V, si è dovuto ricorrere a secondari separati sul trasformatore di alimentazione ed a raddrizzatrici distinte. Mentre per la sezione 265 V un tubo 5Y3/GT risponde perfettamente, per la sezione 540 V si è ricorsi ad un tubo 5R4/GY che presenta una maggiore sicurezza, dato che il valore della tensione efficace per placca è maggiore di 500 V. Per la stessa ragione è quanto mai salutare bandire l'impiego di condensatori elettrolitici su questa parte dell'alimentatore; un condensatore in olio della serie Protex, della capacità di 4+4 μF è perfettamente adatto.

Particolare cura va rivolta alla sezione bassa tensione. Benchè tutte le valvole impiegate sulla stazione N° 19 siano del tipo a riscaldamento indiretto, la presenza dei relais di comando rende necessaria l'accensione in corrente continua dei filamenti. A tale scopo si è avvolto sul trasformatore di alimentazione un secondario a tensione maggiore (16 V) di quella richiesta per le valvole, allo scopo di tenere conto della caduta d tensione del raddrizzatore; quest'ultimo è al selenio montato a ponte di Graetz e dimensionato per una erogazione di 8 A allo scopo di ridurre al minimo la sua resistenza interna.

Dato che la cassetta originale dell'alimentatore a C.C. non porta alcuna apertura di ventilazione, è indispensabile che tali aperture siano ricavate nella parte centrale del pannello frontale, in modo da contenere entro ragionevoli limiti la sopraelevazione di temperatura.

Nel caso che la scatola di commutazione sia stata modificata per consentire l'uso del microfono a carbone, è necessario inserire in parallelo all'uscita dell'alimentatore di filamenti un condensatore elettrolitico di elevata capacità (almeno 250 μF) per ottenere un buon livellamento della tensione raddrizzata.

*(continua)*

### Difetto nel circuito di blanking

*Il mio televisore presenta un difetto che non è stato possibile eliminare completamente, nonostante i tentativi di diversi tecnici specialisti. Si tratta di questo: nella parte superiore del quadro vi è una larga striscia di circa 3 cm di altezza, di tinta grigiastra sovrapposta alla normale modulazione d'immagine. Sono stati fatti diversi tentativi, di cambio valvole della deflessione verticale e di regolazione dello stadio finale verticale senza però approdare ad un felice risultato. Qual'è il vostro parere?*

Dal sommario indizio chè Ella ci comunica, propenderemmo per un difetto nel circuito di autosoppressione (blanking) che probabilmente esisterà nel suo televisore.

Cerchi di individuare sullo schema elettrico del suo televisore la valvola destinata alla soppressione dei ritorni verticali (molto probabilmente la stessa valvola servirà anche per la soppressione orizzontale).

Fatto ciò osservi (o faccia osservare da un tecnico specialista) all'oscilloscopio la forma del segnale di cancellazione che dovrebbe essere quasi rettangolare e piuttosto corto. Un segnale di blanking lungo e deformato porta come conseguenza un aumento del tempo di durata della soppressione con la produzione della fascia grigia o nera in testa al quadro.

Per modificare la forma od il tempo del segnale di cancellazione, potrà agire sulle costanti di tempo RC del circuito interessato, Sostituendo pertanto una resistenza con altra di valore inferiore (forse la resistenza originale si potrà essere avariata aumentando di valore) riteniamo che Ella possa facilmente risolvere il suo problema. Ci sappia dire se avevamo visto giusto ovvero se non è riuscito a rimediare all'inconveniente.

(*A. Ba.*)

### La colpa è del magnete....

*Ci riferiamo ad una nostra precedente domanda, alla quale ci avete risposto direttamente. Abbiamo potuto constatare che il vostro suggerimento era esatto, nel senso che l'inconveniente da noi accusato dipendeva esclusivamente da un grosso magnete ex-auto esistente nel cassetto del banco di lavoro per la riparazione dei televisori. Vi ringraziamo sentitamente.*

Siamo lieti di apprendere che le nostre previsioni erano esatte. E d'altronde non poteva essere che un forte campo magnetico esterno a provocare l'inconveniente.

*N. d. R.* - Dato il caso veramente tipico ed eccezionale occorso al sig. Bardelli di Firenze, riteniamo opportuno metterne al corrente i nostri lettori assidui del servizio Assistenza TV.

Dunque, il sig. Bardelli aveva accusato questo fatto strano: tutti i televisori messi a punto nel suo laboratorio, quando venivano insallati in casa del Cliente presentavano un notevole spostamento del quadro d'immagine verso destra e verso il basso. Questa ripetizione sistematica di spostamento del quadro faceva subito pensare a qualche causa esterna (campo magnetico disturbante) esistente solo nel laboratorio di riparazioni.

Dato che quasi tutti i banchi di lavoro sono dotati di uno o due cassetti per gli strumenti od attrezzi, abbiamo subito avanzata l'ipotesi che uno dei cassetti contenesse un magnete di discreta potenza, atto a provocare un campo fisso disturbante tale da influire sul pennello catodico del tubo d'immagine.

(*A. Ba.*)

### Anomalie nel circuito C.A.F.F.

*Il quadro del mio televisore è di quando in quando turbato dall'apparizione di strisce orizzontali di varia altezza (da qualche millimetro ad un centimetro) mobili e guizzanti in su ed in giù.*

*Tale inconveniente che qualche tempo fa era molto sporadico si fa ora via via più frequente.*

*Potreste indicarmene la causa ed il rimedio?*

Con ogni probabilità l'inconveniente da lei lamentato è da attribuirsi ad anomalie nel circuito di controllo automatico della frequenza dell'oscillatore di riga. Controlli pertanto la rispondenza dei valori delle resistenze e capacità interessanti tale circuito: provi inoltre a sostituire i diodi e le valvole (oscillatrice compresa) dello stesso circuito C.A.F.F.

(*A. Ba.*)

### Controllo di linearità verticale

*Da qualche tempo il mio televisore presenta un difetto piuttosto noioso e sgradevole: la metà superiore del quadro risulta come se fosse compressa mentre la metà inferiore è normale. Come posso fare per regolarlo?*

Anzitutto tenti di agire sul controllo della linearità verticale, controllando altresì l'integrità dei valori degli elementi (resistenza e capacità) inseriti nell'oscillatore verticale. Controlli inoltre tutti i valori delle tensioni allo stesso oscillatore e successivo amplificatore finale di deflessione. Provi a sostituire le due predette valvole.

(*A. Ba.*)

### Sincronizzazione e contrasto

*Posseggo un televisore Motorola da 17 pollici che presenta da qualche tempo il seguente inconveniente.*

*Aumentando il contrasto, la sincronizzazione verticale diviene instabile, spostandosi anzi verso il basso di circa un centimetro. Diminuendo il contrasto tutto funziona bene ma l'immagine è piatta e sbiadita. Da cosa può dipendere?*

Dallo schema elettrico del suo televisore che abbiamo sott'occhio parrebbe che lo inconveniente da Lei notato debbasi attribuire ad una perdita di isolamento della capacità $C_{22}$ all'ingresso della valvola separatrice per integrazione degli impulsi sincronizzanti verticali.

Una perdita di isolamento di $C_{22}$ provoca una variazione della polarizzazione della valvola e pertanto uno spostamento del punto di lavoro. Se i segnali sono deboli si ha ancora una sufficiente separazione, ma se i segnali sono forti, gli impulsi in placca sono inquinati dal «video» e la sincronizzazione diviene instabile. Inoltre si produce per rettificazione di placca una tensione continua che sposta il punto di lavoro dell'oscillatore bloccato, facendo subire al «raster» lo spostamento verso il basso da Lei accusato. Sostituisca il $C_{22}$ da 20.000 pF, con un altro nuovo condensatore in mica di analogo valore e di buona marca (isolamento 1500 V).

(*A.Ba.*)

### Oscillazioni transitorie smorzate

*Il televisore che posseggo funziona bene in complesso. Presenta però l'inconveniente di bordare i profili di destra delle immagini sullo schermo con una linea bianca più o meno marcata. Desidererei che mi si indicasse la causa di tale fenomeno e come ovviarlo perchè ciò deturba un po' l'immagine.*

Il fenomeno da Lei avvertito può considerarsi «classico» nella casistica dei difetti delle teleimmagini. Trattasi infatti di oscillazioni transitorie molto smorzate che si stabiliscono quando vi è un brusco passaggio «nero» verso «bianco» (overshoot).

La cosa è in via generale imputabile ai circuiti di amplificazione a video-frequenza (correzioni o compensazioni eccessive o mal proporzionate, ovvero sfasamenti anormali delle varie frequenze video). Può però dipendere anche dai circuiti a radio-frequenza e media-frequenza (imperfetta sintonizzazione, cattiva messa a punto, ecc). La sconsigliamo pertanto di intraprendere Lei stesso l'operazione di messa a punto ai fini di far scomparire le bordature bianche, a meno che queste spariscano spontaneamente sintonizzando meglio l'onda ricevuta. L'assistenza di un tecnico esperto e munito di adatti strumenti (oscilloscopio, generatore di oscillazioni ad onda rettangolare ecc.) è però altamente raccomandabile per correggere il difetto.

(*A. Ba.*)

### Suono e ronzio

*Il mio televisore presenta il difetto di emettere il suono inquinato da un noioso ronzio alla frequenza di 50 periodi. Da dove dipende tale difetto. E' possibile rimediarvi?*

Le cause sono varie.

La più probabile è da attribuirsi ad una sregolazione del discriminatore che pertanto va riportato nelle sue condizioni primitive di allineamento ruotando cautamente la vite di sintonizzazione del trasformatore bilanciato sino ad eliminare il ronzio.

Un'altra causa probabile è il mancato funzionamento del filtro-trappola che impedisce l'entrata del «video» e relativi impulsi sincronizzati nell'«audio»: ciò beninteso nei circuiti «intercarrier» che oggi costituiscono il 99% dei circuiti dei televisori moderni. Occorre regolare in tal caso la trappola sino a scomparsa del ronzio.

Infine un'altra causa possibile può risiedere nell'inadatto allineamento (sempre nei circuiti intercarrier) dei vari stadi amplificatori di media frequenza. La portante audio deve essere nella sua ben determinata posizione e livello nei rispetti della curva di responso «video». Per effettuare questa messa a punto occorrono però adatti strumenti quali un oscillatore modulato di frequenza (sweep), un oscilloscopio ed un marcatore. Altre cause però possono originare questo fenomeno, cause circuitali, induzioni fra conduttori prossimi, sregolazioni di valori parametrici funzionali di tubi elettronici e così via.

(*A. Ba.*)

### Variazioni delle dimensioni del quadro

*Il televisore che ho da poco installato a casa mia presenta l'inconveniente di variare continuamente le dimensioni del quadro. Esso si impiccolisce e poi riprende le dimensioni normali per poi ingrandirsi in modo eccessivo: tutto ciò con un ritmo di qualche minuto o di qualche ora. E' possibile rimediare a questo difetto veramente intollerabile?*

Il rimedio c'è ed efficace: installare un regolatore automatico della tensione di alimentazione del suo televisore.

(*A. Ba.*)

### Transistori e TV

*Desidereri conoscere che cosa c'è di vero nelle notizie apparse sulla stampa tecnica e non tecnica circa l'avvento dei transistori in luogo delle valvole elettroniche nella costruzione dei televisori.*

Per quanto sia ancora prematuro parlare di televisori a transistori come prodotti di serie, pure si può oggi affermare che ormai la tecnica dei circuiti a transistori sta evolvendosi con estrema rapidità, di pari passo con la standardizzazione della produzione dei transistori stessi.

Oggi si costruiscono in serie ricevitori radio, amplificatori e calcolatrici elettroniche utilizzanti transistori alimentati con batterie a secco di piccole dimensioni. Si, può ritenere che il prossimo anno 1956 segnerà lo inizio di un'epoca di grande impiego di transistori in tutti i circuiti elettronici, compresi quindi anche i televisori.

L'unico inconveniente che presentano ora i transistori è la loro eccessiva sensibilità agli aumenti di temperatura.

(*A. Ba.*)

### Onda diretta e onde riflesse

*Mi trovo in una località di ricezione televisiva assai critica per il gran numero di onde riflesse che inquinano l'onda diretta, rendendo la ricezione praticamente inaccettabile per la presenza di immagini multiple. Mi è stato riferito che è stato trovato un nuovo tipo di antenna totalmente diverso dai tipi soliti che elimina le onde riflesse consentendo ottime ricezioni. E' vero e chi è il produttore di tale antenna?*

La notizia è vera ed illustreremo in uno dei prossimi numeri de «*l'antenna*» i principi fondamentali ai quali si ispira la nuova antenna ideata da un italiano e coperta da numerosi brevetti. Non sappiamo se tale antenna sia già in produzione: comunque ve ne daremo comunicazione diretta, appena a noi noto.

(*A. Ba.*)

### Ricevitori di TV a telaio verticale

*All'ultima Mostra della Radio-TV a Milano ho visto parecchi tipi di televisori a chassis «verticale». Quali vantaggi offre una tale disposizione costruttiva?*

Il disporre verticalmente lo «chassis» di un televisore, in contrapposto alla consuetudine sin qui adottata di chassis disposto orizzontalmente sotto il tubo catodico offre i seguenti vantaggi:

1°) Consente di ridurre le dimensioni del mobile limitando il fronte anteriore ad una pura cornice attorno ai bordi dello schermo fluorescente di visione.

2°) Con la disposizione verticale dello chassis tutti gli organi sono immediatamente accessibili ed ispezionabili sulle due faccie dello chassis stesso, infilato lungo il collo del tubo catodico.

3°) Lo chassis fa da sostegno del giogo di deflessione (e magnete focalizzatore se è presente) senza bisogno di altri supporti generalmente presenti nei televisori a chassis orizzontale.

Per contro la disposizione verticale dello chassis provoca una localizzazione del calore emesso dalle varie valvole su una stretta zona del mobile (colonna ascendente d'aria caldissima) creando seri problemi costruttivi per evitare il danneggiamento del mobile stesso.

(*A. Ba.*)

### Cavo o piattina, per le discese d'antenna?

*E' vero che oggi per gli impianti d'antenna si preferisce usare una discesa in cavo da 75 ohm in luogo della piattina bifilare da 300 ohm? Per quali ragioni?*

E' verissimo. La discesa in cavo coassiale 75 ohm è più pratica nell'installazione, raccoglie meno disturbi e dura molto di più. Oggi i costruttori di antenne forniscono già le proprie antenne con uscita dissimmetrica a 75 ohm necessaria per l'uso del cavo coassiale.

(*A. Ba.*)

### Ricezione in zone marginali

*Dovendo installare un televisore in zona praticamente marginale, con segnali debolissimi, sono stato consigliato di montare un'antenna Yagi, ma altre persone mi hanno suggerito invece il tipo «a raggera». Quale dei due tipi è preferibile nel mio caso?*

Dal modo in cui è formulata la domanda, non riusciamo a capire bene che cosa intenda il nostro corrispondente, col nome di antenna «a raggera», ma riteniamo che intenda riferirsi ad antenne del tipo ad elementi raggiati (fanned arrays, con termine anglosassone).

Queste antenne presentano il grande pregio di consentire una buona larghezza della banda passante, assicurando in tal modo una elevata qualità dell'immagine ricevuta. Per contro il guadagno che esse possono consentire, è nettamente inferiore a quello ottenibile con antenne Yagi ben studiate. Anche queste ultime consentono di realizzare complessi riceventi con ottima larghezza di banda.

Il nostro parere è che non appena possibile, convenga far ricorso alle antenne Yagi, anche se la loro costruzione richiede particolari cure rivolte ad ottenere una adeguata larghezza di banda. A quest'ultimo fine converrà fare uso di elementi tubolari di grande diametro (20 ÷ 25 mm per il canale 5, in ogni caso mai meno di 15 mm), curando particolarmente l'adattamento di impedenza con la linea di trasmissione. Conviene impiegare adattatori in quarto d'onda, costruiti di preferenza con tubi paralleli in aria, l'impiego come adattatore di impedenza di uno spezzone di cavo coassiale richiede particolari precauzioni per evitare infiltrazioni di umidità all'interno del cavo stesso.

L'antenna del tipo a raggera sarà invece preferibile in quei casi in cui si disponga già di un buon segnale, ed ove interessi un buon rendimento unito ad un minimo costo del sistema di antenna.

Per quanto riguarda i dati costruttivi di tali antenne, rimandiamo senz'altro alle numerose pubblicazioni tecniche sull'argomento.

(*G. Borg.*)

### Un misuratore di campo

*Vorrei costruire un misuratore di campo che abbia una certa sensibilità, e desidererei qualche consiglio in merito.*

Anche in questo caso la risposta è imbarazzante, in quanto non sappiamo a quale uso debba servire il misuratore in oggetto.

Infatti se esso deve servire (caso comune) alla messa a punto di sistemi irradianti (antenne accoppiate e trasmettitori per uso sia dilettantistico che professionale) la costruzione del misuratore di campo non presenta particolari problemi: infatti si tratta di realizzare un rivelatore di radiofrequenza capace di indicare in forma visiva le variazioni di campo e.m. in prossimità dell'antenna stessa. La realizzazione di un tale strumento può variare in funzione della gamma di frequenza in cui deve essere impiegato, ma si tratta sempre di un circuito accordato in parallelo alla frequenza del segnale, accoppiato ad un rivelatore (generalmente del tipo al germanio) e recante in uscita uno strumento indicatore. In genere le indicazioni di tale strumento sono unicamente relative, in quanto essi servono principalmente a ricercare un punto di particolare importanza nella variazione del campo (di solito un massimo od un minimo), dato che la loro taratura in unità assolute sarebbe assai laboriosa, e renderebbe lo strumento eccessivamente costoso.

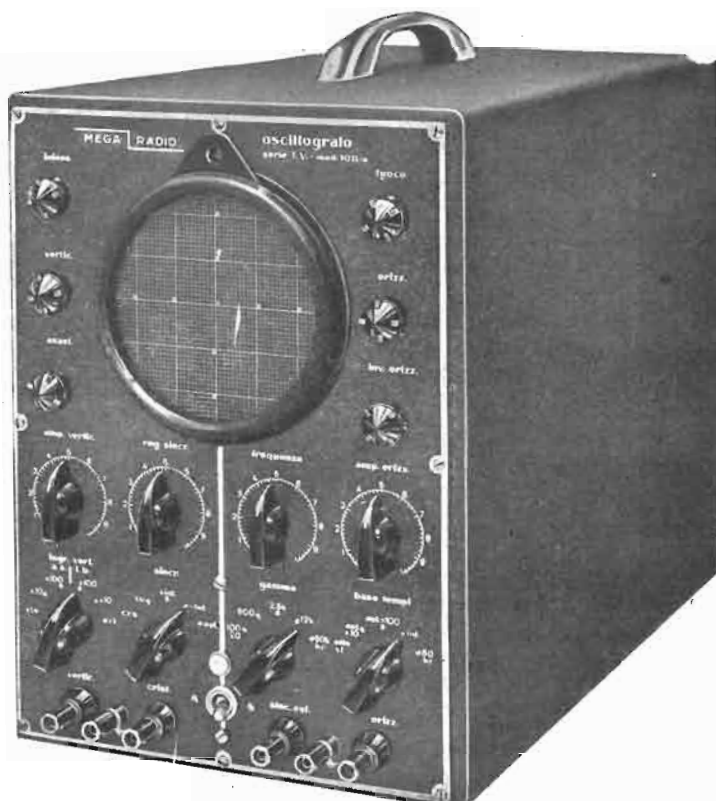
Se si tratta invece di costruire uno strumento che permetta di esprimere in unità assolute il valore del campo in una data località, la faccenda si complica assai: nel caso oggi comune dei misuratori di campo per TV, occorre realizzare un sintonizzatore che permetta l'accordo esatto sui vari canali interessanti (va bene anche un normale gruppo per ricevitori TV di buona qualità, seguito da uno o più stadi di amplificazione a frequenza intermedia, in funzione della sensibilità desiderata; da ultimo seguirà un rivelatore di tipo classico, accoppiato ad uno strumento indicatore direttamente o tramite un amplificatore per corrente continua. Il tutto dovrà essere accuratissimamente stabilizzato, per evitare che variazioni dell'alimentazione possano falsare le misure. La taratura dello strumento in unità assolute (microvolt/metro) va effettuata a mezzo di un generatore di segnali di alta classe, fornito di attenuatore tarato di sicuro funzionamento. Nel caso infine che il misuratore debba servire per la determinazione del campo di trasmettitori di radiodiffusione o per servizio fisso ad onde corte o medie, il problema diventa ancora più complesso, al punto da non ritenerne consigliabile la realizzazione, anche dal punto di vista economico (oltre che per i risultati poco attendibili).

(*G. Borg.*)

**TORINO**
**Via Giacinto Collegno 22**
**Telefono N. 77.33.46**

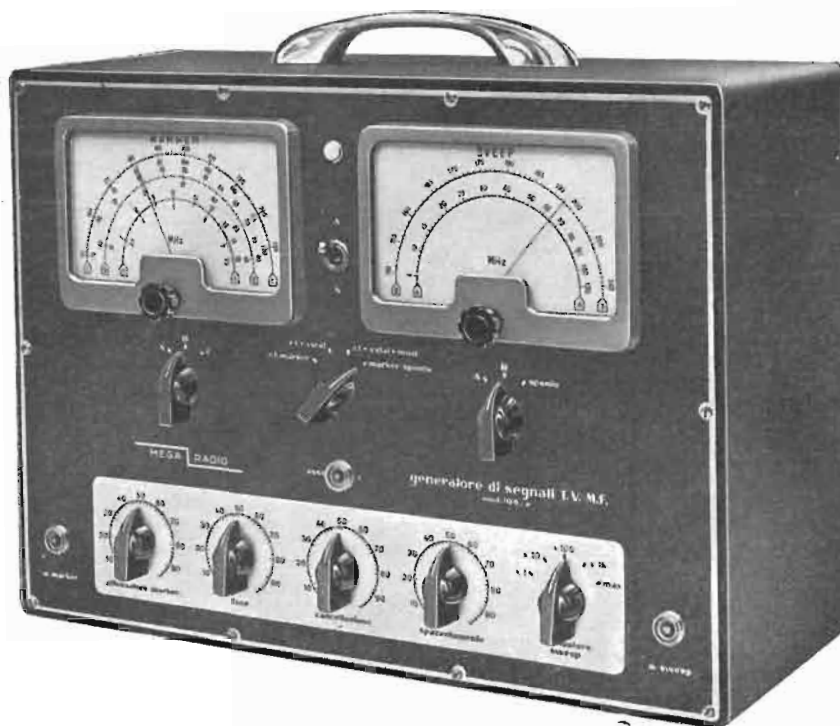
# MEGA RADIO

**MILANO**
**Foro Buonaparte N. 55**
**Telefono N. 86.19.33**

## PRECISIONE - QUALITA' PRATICITA' - DURATA con strumenti di misura per TV e MF MEGA RADIO

### Oscillografo a larga banda Mod. 108/A Serie TV

Caratteristiche: Sincronismi interni positivi e negativi controllabili all'esterno. — Correttore d'anagstimatismo esterno (doppio fuoco) deviazione simmetrica verticale e orizzontale. — Inversione di figura. — Stadi di amplificazione verticali e orizzontali montati in controfase. — Valvole impiegate: Cinescopio Philips DG 10/2 - 3 tipo 6C4 - 4 tipo 6J6 - 2 tipo 5Y3. Dimensioni: 320x300x400. — Peso: Kg. 16,500 circa.

### VOltmetro elettronico Mod. 104/A Serie TV

Caratteristiche: Strumento ad ampio quadrante scala grande arco a due colori - Portate: da 1,2V a 1200V, fondo scala 5 portate cc e ca. - Ohmetro. letture da frazione di Ohm a 1000 MOhm. in 6 portate (10-1.000-10.000-100.000 Ohm - 10 MOhm centro scala) - Scala con 0 centrale - Scala per letture in dB. - Sonda HT 30.000 V (a richiesta) Valvole impiegate: 1 tipo ECC82 - 1 tipo EB91 - 1 tipo 6X4 - Dimensioni: 200x135x98 - Peso: Kg. 2,250 circa.

### Generatore di Segnali (Sweep Marker) Mod. 106/A Serie TV

Caratteristiche: Campo di freq. Sweep: da 4 a 240 MHz in 2 gamme. - Spazz. da 0 a 12 MHz. - Freq. di spazz. 50 Hz. - Campo di freq. Marker: da 3,5 a 240 MHz suddivisi in 6 gamme d'onda (3 fondamentali). - Calibratore a cristallo 5,5 MHz. - Uscita per l'asse oriz. oscillografico. Regolaz. di fase. Cancellazione della traccia di ritorno. - Valvole impiegate: 1 tipo 6X4 - 3 tipo 6J6 - 2 tipo 6AK5 - 1 tipo 6CA. - Dim.: 400x280x165. Peso Kg. 15.

**Chiedeteci listini e prospetti tecnici anche per: Analizzatori; Oscillatori; Provavalvole; Grid dip meter; Misuratori di campo; Generatori di barre: Avvolgitrici.**

LESA
ELETTROACUSTICA
MICROFONI
LARINGOFONI
CUFFIE
ALTOPARLANTI E TROMBE
SISTEMI DIREZIONALI
MICROTELEFONI
APPARATI SPECIALI
LESA
MILANO Sede - Via Bergamo, 21
ROMA Ufficio - Via Montepertica 47

***Listino pvovvisorio***

# Editrice IL ROSTRO

M I L A N O

Via Senato, 24 - Telef. 702.908

Ing. A. Nicolich
**LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN** . . . . L. 500

Ing. G. Mannino Patanè
**NUMERI COMPLESSI** . . . . . . . . . » 300

Ing. G. Mannino Patanè
**ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA** . . . » 500

Ing. D. Pellegrino
**BOBINE PER BASSA FREQUENZA** . . . . . » 500

G. A. Uglietti
**I RADDRIZZATORI METALLICI** . . . . . . » 700

E. Aisberg
**LA TELEVISIONE? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA!** . » 1.100

L. Bassetti
**DIZIONARIO TECNICO DELLA RADIO**
**(Italiano-inglese e Inglese italiano)** . . . . » 900

Ing. M. Della Rocca
**LA PIEZOELETTRICITA'** . . . . . . . . » 400

O. L. Johansen
**WORLD RADIO VALVE** . . . . . . . » 1.100

G. Termini
**INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori** . . . . » 300

P. Soati
**MANUALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI** . . . » 300

A. Contorni
**COME DEVO USARE IL TELEVISORE** . . . . » 200

G. Coppa
**LA DISTORSIONE NEI RADIORICEVITORI** . . . » 160

P. Soati
**CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI** . . » 200

P. Soati
**METEOROLOGIA** . . . . . . . . . . » 220

A. Pisciotta
**TUBI E RAGGI CATODICI** . . . . . . » 450

A. Pisciotta
**PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE** . . » 1.000

C. Favilla
**GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV** » 1.200

**SCHEMARIO TV - 1,a serie 1954** . . . . . » 2.500

**SCHEMARIO TV - 2.a serie 1955** . . . . . » 2.500

Sono in corso di lavorazione e di prossima uscita, nuovi volumi, tra i quali uno sulle **Antenne.**

# Editrice "IL ROSTRO„

Via Senato, 24 - **MILANO** - Telef. 702.908

*E' uscito*

# SCHEMARIO TV

## 1955 II SERIE

**N. 61 NUOVI CIRCUITI - FORMATO APERTO 43 × 31,5**

Il continuo rinnovarsi della produzione mondiale dei ricevitori di TV rende necessaria la pubblicazione annuale di una raccolta degli schemi circuitali dei principali televisori oggi in uso in Italia. Pertanto le varie edizioni successive dei nostri schemari non si sostituiscono ma si integrano a vicenda e la loro raccolta costituirà una preziosa documentazione tecnica per il teleriparatore destinato ad imbattersi in televisori di costruzione più o meno recente. Ci siamo accinti alla compilazione di questa seconda serie spronati dal successo arriso alla edizione della prima serie del 1954. Rappresenta la raccolta ideale per tutti i teleriparatori e gli studiosi di TV. Comprende anche una primizia: uno schema circuitale di un televisore a colori della R.C.A.

## ELENCO DEI CIRCUITI

Allocchio Bacchini; C. G. E. (2); Condor; Fimi (2); Geloso; Itelectra; Irradio; Magnadyne; Marelli (2); Minerva; Nova; Philips; R.C.I.; Siemens; Simples; Telefunken; Unda; Vega (2); Victor; Admiral (2); Blaupunkt; Braun; C.B.S. Columbia (2); Crosley (2); Dumont; Emerson-General Electric; Grundig; Hallicrafter; Motorola (2); Olimpic (2); Philco (2); Raymond; Raitheon (2); R.C.A. (5); Sentinel; Sylvania (2); Stevart-Warner (2); Stromberg-Carlson (2); Tecmaster-Zada; Westinghouse; Zenit (2).

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - UNIONE TIPOGRAFICA - Via Pace, 19

# COMUNICATO

È prossima la pubblicazione del **CATALOGO GENERALE** della **LARIR**, che coincide con il suo decimo anno di attività. Questa pubblicazione non vuole essere soltanto un elenco merceologico dei prodotti che la **LARIR** può fornire al mercato italiano ma si è voluto che questo rappresenti una completa e aggiornata rassegna dei migliori prodotti delle industrie americane che la **LARIR** rappresenta e riguardanti il vasto campo della moderna elettronica.

Al fine di una agevole documentazione tecnica sono stati riuniti in un unico volume sia i prodotti **LARIR** che quelli delle case rappresentate.

Il nuovo **CATALOGO GENERALE** ampiamente illustrato e redattó interamente in lingua italiana permetterà la massima divulgazione fra tutti gli interessati all'attività radioelettrica.

È con vivo piacere che la **LARIR** presenta per la prima volta in Italia un catalogo relativo ad una così vasta produzione che si estende a strumenti di misura, ricevitori, trasmettitori, complessi per alta fedeltà, televisori, componenti, prodotti chimici ecc.

La **LARIR**, oltre ad allargare la conoscenza di questi prodotti di pregio, si rende garante per ciò che riguarda una sollecita fornitura e viene così ad offrire a tutti i costruttori la possibilità di aumentare la qualità del loro prodotto con economia di tempo e di denaro.

Costo del catalogo L. 600

da versare sul C/C/ postale 3/21853

o da inviarsi in francobolli

Soc. r. l. **LARIR** MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Telefoni 79.57.62 - 79.57.63